15 F
N° 1709
OCTOBRE
1984
LIXe ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS

DOSSIER
LES TRANSMISSIONS PAR FIBRES OPTIQUES

HIFI
LE LECTEUR DE COMPACTS DISQUES PIONEER PD 70

MICRO-INFORMATIQUE
LE MICRO ORDINATEUR THOMSON M 05

RÉALISATION
UN GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS

Vidéo Actualité
LE TÉLÉVISEUR BRANDT ANTIOPE



BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,5
SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49
ESPAGNE : 300 PTAS

LE NOUVEAU METRIX
OX 710 B

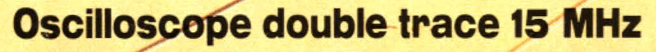


DERNIERE MINUTE : MULTIMETRE ANALOGIQUE MX111

42 gammes de mesures - 1600 V. CC/CA.
20.000 Ω V/CC - 6320 V/CA — Précision 2% CC - 3% CA
2 bornes d'entrée pour tous les calibres
galvanomètre à suspension antichoc,
Cadran panoramique. Miroir antiparallaxe.
Lecture directe et repérage des fonctions et échelles par couleurs.
DWELLMETRE AUTOMOBILE — CAPACIMETRE BALISTIQUE.
Sécurité conforme à la CEI 414.
Douilles de sécurité et pointes de touche
avec anneau de garde.
PROTECTION TOTALE CONTRE 220 V/CA.



NOUVEAU METRIX 469F



Oscilloscope double trace 15 MHz

- Écran de 8 x 10 cm.
- Le tube cathodique possède un réglage de rotation de trace pour compenser l'influence du champ magnétique terrestre.
- Bande du continu à 15 MHz (– 3 db).
- Fonctionnement en XY.
- Inversion de la voie B (± YB).
- Fonction addition et soustraction (YA ± YB).
- Testeur incorporé pour le dépannage rapide et la vérification des composants (résistances, condensateurs, selfs, semiconducteur).
  Le testeur de composants présente les courbes courant/tension sur les axes à 90°.
- Le mode de sélection alterné choppé est commuté par le choix de la vitesse de la base de temps.

AVEC 2 SONDES

CRÉDIT SUR DEMANDE **3.190F** + port 48 F

metrix

DISTRIBUÉ PAR :

ACER COMPOSANTS
42, rue de Chabrol 75010 PARIS
Tél. : 770.28.31

MONTPARNASSE COMPOSANTS
3, rue du Maine 75014 PARIS
Tél. : 320.37.10

REUILLY COMPOSANTS
79, bd Diderot 75012 PARIS
Tél. : 372.70.17

SOMMAIRE

DOSSIER

AUDIO – HIFI TECHNIQUE GENERALE

ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

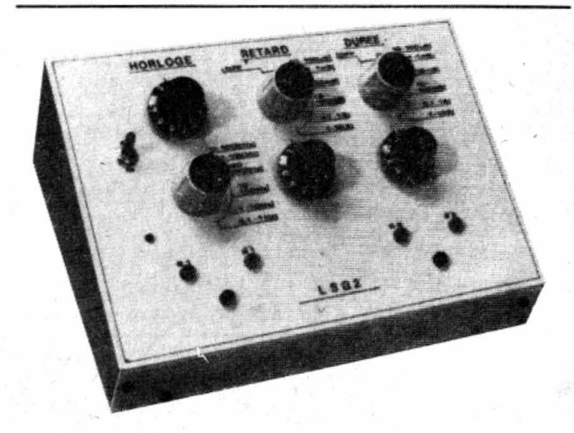


RADIOCOMMANDE

MICRO-INFORMATIQUE

MESURE – SERVICE

REALISATIONS



VIDEO ACTUALITE

RADIO TECHNIQUE GENERALE

DIVERS

DANS LE NUMERO D'OCTOBRE D'*AUDIO VIDEO MAGAZINE*


audio VIDEO MAGAZINE

CONJONCTURE 16

COMMERCE 5

INFORMATIQUE 79

VIDEO 83

Brandt

La suite du guide de la distribution : le nom et les adresses des importateurs et constructeurs de matériel radio, TV, Hi-Fi, vidéo, le nom des responsables, les marques distribuées. Le premier volet est paru dans le numéro de septembre. On peut se procurer les trois numéros (septembre, octobre, novembre) pour constituer ce répertoire complet à *Audio Vidéo Magazine,* 2 à 12, rue de Bellevue. Prix des trois numéros : 63 F. Pas d'envoi contre remboursement.

Caméra vidéo : camescope ou vidéomovie ? VHS-C ou 8 mm ? Beta ou VHS ? Pal ou Secam ? l'embrouille est totale. Quel système choisir ? Quel matériel acheter ? Pour quelle utilisation ? A quel prix ? Dans quel standard ? Où demander conseil ?

Informatique : les stratégies commerciales des marques de micro-informatique (Thomson, Oric, Tandy, Exelvision, Philips, Apple, Atari, Canon, Sanyo), le point sur le MSX.

Conjoncture :

– Les pronostics du Simavelec pour la fin de l'année : les produits vidéo et TV en hausse. La baisse de la Hi-Fi et de l'audio devrait se poursuivre au second semestre.

– Indicateur Nielsen : les tranches de prix extrêmes par types de produits Hi-Fi, en 1982 et en 1984.

– Sur le marché des cassettes vidéo, après les bagarres de l'été, une accalmie prévisible.

Au salon de Düsseidorf, les standards japonais dominaient, avec l'arrivée du micro-ordinateur MSX et les VHS fabriqués en Europe par Philips et Grundig. A noter encore l'existence de compactdisc à changeurs et la multiplication des installations pour la réception par satellite, l'absence du 8 mm. Mais la présence de nombreux vidéomovie ; lancement prévu en France début 1985.

Le point sur le droit de la faillite : la séparation des pouvoirs entre administrateur judiciaire et syndic, la procédure simplifiée excluant le principe de la location-gérance, la suppression de la présomption de faute du chef d'entreprise, la limitation du pouvoir des fournisseurs, l'accroissement des contraintes imposées aux fournisseurs.

Comment financer un système informatique. Faut-il emprunter pour acheter ferme ou faut-il louer le matériel en utilisant la formule du crédit-bail. Dans les deux cas, quelles sont les conditions offertes.

DUAL : ÇA TOURNE !



S'agissant de platines tourne-disques analogiques, un nom vient bien souvent à l'esprit : Dual. Cette notoriété n'est pas due au hasard : la firme ouest-allemande a une longue et indiscutable expérience dans ce domaine et au fil des ans, cette expérience s'est étendue à tous les composants constituant une chaîne Hi-Fi.
Depuis peu, Dual s'est même mis à l'heure de la vidéo, celle qui intéresse le grand public. Un voyage d'études en Allemagne de l'ouest nous a permis de mieux appréhender la réalité de cette société qui a su conserver et dynamisme, et sens de l'innovation, en dépit d'une conjoncture économique fluctuante.

HISTORIQUE

St-Georgen, Forêt Noire, RFA.
C'est là, dans un cadre verdoyant où les sapins marquent l'horizon où que se porte le regard, que Dual est établi depuis le début du siècle. A cette lointaine époque, il n'était pas encore question de tourne-disques et encore moins de Hi-Fi mais de phonographes et de gramophones. A St-Georgen, comme dans le reste de la vallée et même toute la Schwarzwald, on travaille surtout à la fabrication des célèbres – ils le sont encore aujourd'hui – « coucous »... Qui dit horlogerie sous-entend bien souvent mécanique de précision et c'est justement la spécialité des frères Steidinger, Christian et Josef, qui s'orientent, dès 1907, vers une nouvelle activité : la construction de mécanismes pour phonographe. Malgré des débuts difficiles dans cette entreprise, les affaires ne tardent pas à prospérer, avec quelques dissensions entre les deux frères puisque Josef quitte son frère en 1911 pour fonder sa propre société de mécanismes : Perpetuum-Ebner PE.
Après une pause due à la Première guerre mondiale – période pendant laquelle Christian met les phonographes en veilleuse au profit de l'effort de guerre – la société repart de plus belle dans son activité de constructeur de mécanismes, avec augmentation progressive de la surface des locaux.
1927 marquera un tournant pour la firme : une nouvelle invention – nouvelle pour le grand public qui commence à y avoir accès – soulève l'enthousiasme du monde entier et effraie l'industrie du phonographe : la TSF. Va-t-elle supplanter le phonographe ? Rice et Kellog viennent d'inventer le haut-parleur à bobine mobile. Ne serait-il pas possible d'associer aussi l'électricité à la mécanique ? Et cette année là, la société exposera à la foire d'automne un dispositif d'entraînement original constitué par l'association d'un mécanisme à ressort et d'un moteur électrique, moteur « dual »

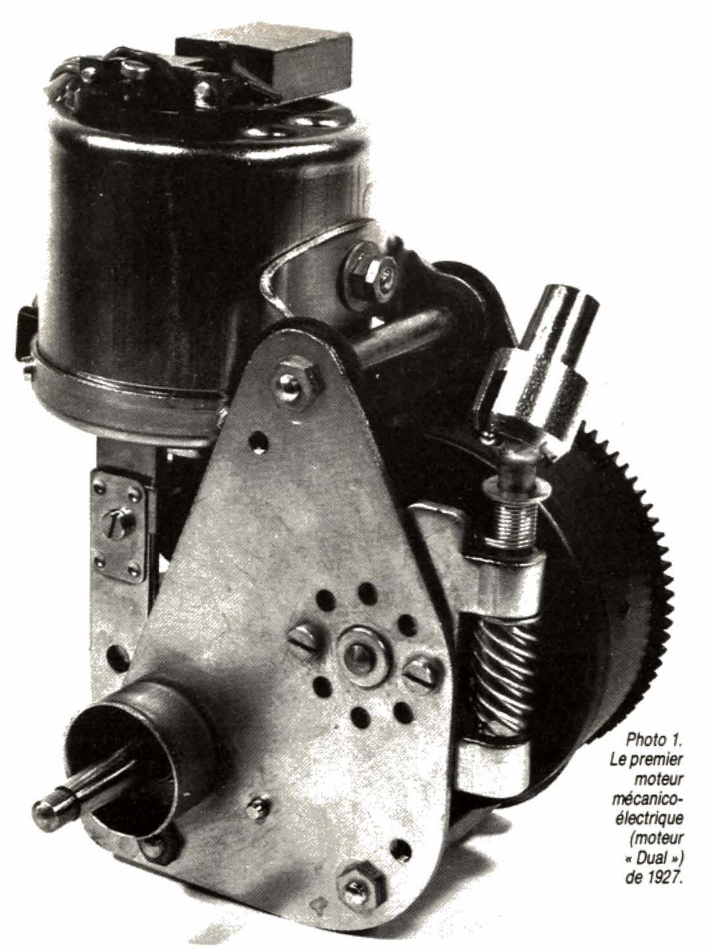


Photo 1. Le premier moteur mécanico-électrique (moteur « Dual ») de 1927.

nouvelles conceptions de platines, magnétophones, amplificateurs et haut-parleurs.

– En 1963, la platine Dual 1009 Hi-Fi apporte de nouveaux critères de prix et de performances. 1 250 personnes sont alors employées.

– En 1971, prise en charge de la société Perpetuum-Ebner.

– En 1973, sortie de la première platine Dual à entraînement direct, la 701.

– En 1974 apparaît le premier magnéto-cassette Hi-Fi Dual, le C901 Hi-Fi.

– En 1975, c'est au tour de la première platine avec entraînement par courroie, la Dual 601.

– En 1976, près de 4 000 personnes travaillent dans les neuf usines du groupe Dual.

Si la fabrication des magnétophones à bobine ouverte a été abandonnée, la société propose tout ce qui est nécessaire pour composer une chaîne Hi-Fi. Le rack Hi-Fi, si banal de nos jours, n'a-t-il pas été

économique ? Résultat de la bataille de prix fratricide que se sont livré les constructeurs allemands à la fin de la précédente décennie ? Erreurs de marketing ?...

Peut-être un peu de tout cela à la fois... Toujours est-il qu'au début de l'année 1982, et tout comme Nordmende et Saba l'avaient fait quelque temps avant elle, l'entreprise entre dans le groupe Thomson-Brandt. Plusieurs « dégraissages » énergiques s'étaient révélés insuffisants pour préserver son autonomie.

Depuis, avec une situation financière assainie, et avec le savoir-faire que confèrent 84 années d'existence, Dual est reparti du bon pied comme le prouvent ses dernières réalisations dans le domaine de l'audio.

ACTUELLEMENT

Il est un domaine où Dual a acquis

donc qui, en 1935, donnera son nom actuel à la firme de St-Georgen. Alors commence l'ère du développement des moteurs électriques et comme la reproduction du disque est devenue possible par la partie BF des récepteurs radio, les services techniques mettent au point une autre nouveauté : un « pick-up » magnétique. L'heure de la platine Dual a sonné.

Malgré les destructions de la Seconde guerre mondiale, l'entreprise reprendra, une fois encore, très vite ses activités et :

– En 1949, Dual exposera au Salon de la radio de Berlin, y présentant le premier changeur de disques, la Dual 1000.

– En 1950, la force d'appui est passée à 6 g contre 100 g, moins de dix ans plus tôt.

– En 1951/52 sortie d'une nouvelle gamme, à 3 vitesses, dont les 33 et 45 tr/mn pour les disques microsillons qui viennent d'être introduits en Europe.

– En 1952, Dual sort la première cellule à cristal (piezo) avec des cristaux de sa propre fabrication.

– En 1953, la gamme est complétée par des études d'électrophones.

– En 1956, pour la première fois, des électrophones Dual, avec amplificateur et haut-parleur, sont mis sur le marché.

– En 1958, la stéréophonie devient universelle et Dual présente dès la



Photo 2. – M. Haettich, directeur de l'export, M. Kühn, responsable de Dual, et M. Georges Laugier, directeur général de Dual-France.

foire de Hanovre ses propres cellules stéréo et des platines adaptées.

– Dès le début des années 60, l'essor décisif est préparé. Dual se consacre à l'amélioration et à de

proposé par Dual dès la fin des années 1960...

Et puis, vient peu à peu le reflux. Concurrence des extrêmes-orientaux ? Difficultés dues à la crise

une expérience peu commune et une réputation mondiale : c'est celui des platines tourne-disques. 700 000 platines sont fabriquées annuellement à St-Georgen par

DUAL : ÇA TOURNE !

quelque 600 employés et, si la France continue à être le premier client à l'exportation pour l'ensemble des produits Dual, c'est l'Amérique du Nord (USA + Canada) qui tient la tête pour ce qui concerne les platines tourne-disques.
Dual avait commencé à se pencher sur le lecteur de « Compact-disc » dès le début des années 1980 et l'on se souvient sans doute du Festival international du son de Paris 1981 où pas moins de cinq prototypes différents avaient été présentés.
Les connaissances acquises alors dans cette spécialité qu'est l'électronique numérique portent leur fruit puisqu'il nous a été donné de voir, à St-Georgen, deux versions très « up-to-date », des lecteurs de la deuxième génération, avec décodage 16 bits vrais, tiroir ouvrant pour le disque et refus de lecture si le disque est mal positionné, possibilité de programmation de 99 plages, affichage numérique du temps écoulé et du temps restant... Des modèles très sophistiqués qui devraient faire leur apparition, tant sur le marché français qu'allemand, au printemps prochain.
D'autre part, et c'est une nouveauté quant à la philosophie de Dual, la firme a également – prête à la fabrication – une platine à bras tangentiel qui lui permettra d'augmenter ses parts de marché. A vrai dire, si la platine à bras tangentiel – qui fait reprendre à la pointe lectrice la position du burin graveur – est séduisante à l'esprit, pratiquement cet avantage n'est pas décisif puisque cela se paie au prix d'un moins bon rapport signal/bruit, au niveau du rumble, par rapport à un bras pivotant classique.
Une autre nouveauté, et là il s'agit d'électronique, nous est annoncée pour les mois qui viennent. Comme quoi les laboratoires de recherche et développement font travailler leur imagination et leurs cellules grises. Ces services R et D se trouvent regroupés à Villingen, siège de Saba, avec ceux des autres firmes allemandes du groupe, de même qu'en France, les services R et D des quatre firmes françaises de Thomson-Brandt sont étroitement associés au Centre d'Angers. Il existe d'ailleurs une collaboration étroite et suivie entre Villingen et Angers. En dépit de cela – quoi que cette façon de procéder permette de mieux préciser les axes de recherche et, tout en unifiant les diverses équipes, d'éviter les recouvrements et d'être plus économique – Dual dispose d'une large autonomie pour la commercialisation de ses produits.
La visite du centre de production de St-Georgen devait nous faire découvrir une fabrication des divers éléments automatisée autant que faire se peut, avec des tours et fraiseuses de précision à commandes numériques. En ce qui concerne le montage, les lignes d'assemblage sont encore essentiellement manuelles parce qu'il n'est pas possible de faire autrement.
Globalement, l'usine n'a rien à envier à ce qu'il y a de mieux au Japon, s'agissant de la fabrication de platines tourne-disques parce qu'il est impossible de descendre en dessous d'un certain pourcentage de main-d'œuvre pour parvenir au produit fini dans ce type d'activité, contrairement à ce qui se passe en électronique où une part plus large peut être réservée à l'automation. Au fil des fins de chaîne, on peut constater que Dual ne fabrique pas seulement pour sa propre marque mais aussi pour d'autres partenaires au sein du groupe Thomson-Brandt et même pour des firmes qui y sont extérieures, telles Gründig, ITT, Schneider (société allemande qu'il ne faut pas confondre avec le Schneider français)... Mais la plus grande fierté de M. Kühn, responsable de Dual, est d'avoir reçu commandes de deux constructeurs japonais pour équiper des chaînes Hi-Fi destinées au marché européen : 15 000 platines dans un cas et 100 000 platines dans l'autre. Analogique pas mort ! D'ailleurs en 1985, il est prévu que un million de platines tourne-disques sortiront de St-Georgen, conjointement avec les premiers lecteurs de « Compact-disc » Dual « made in Germany ». Et puisque Dual est la seule firme allemande – et européenne avec Philips et B & O – solidement implantée aux USA où le « Compact-disc » se développe plus rapidement que sur les autres marchés, on peut s'attendre à voir les exportations augmenter dans cette direction.
Nous avons pu aussi apprécier la multiplicité des contrôles menés en permanence pour assurer un parfait suivi de la qualité de la fabrication : courbe de réponse, pleurage et scintillement, rapport signal sur bruit, vérification des vitesses et des automatismes... rien n'est laissé dans l'ombre. Ce temps supplémentaire consacré à la bonne concordance avec les spécifications augmente, certes, le prix de revient et pourtant il faut rester compétitif du point de vue prix face à la concurrence... La disposition adoptée subira d'autre part quelques changements très prochainement, quand la production du lecteur « Compact-disc » sera mise en place, une production qui a nécessité un gros investissement de la part de Dual, mais il est vrai que les paris sur l'avenir – et celui-là est de tout repos quant à son issue favorable – ne se font pas sans une mise de fonds initiale que justifie l'ampleur de l'enjeu. *
Quoi qu'il en soit, le tourne-disque analogique a encore quelques bonnes années devant lui et l'on voit mal un discophile averti mettre à la poubelle sa précieuse collection de gravures « à sillon » sous prétexte que le numérique existe. D'abord parce que toutes les interprétations n'existent pas, loin s'en faut, en « Compact-disc » – certaines n'existeront même jamais, y compris sous forme de repiquage – et puis aussi parce qu'il nous semble que nombre de ces possesseurs voudront approcher, avec leurs disques analogiques, les performances des disques numériques qu'ils auront pu écouter. Et c'est pourquoi, les fabricants de platines tourne-disques et de cellules (Dual fait appel à des Ortofon et à des Audio-Technica) ne cessent de perfectionner les produits qu'ils proposent à la vente.
Pour sa part, Dual, en ce qui concerne la technologie des platines tourne-disques, s'est attaché à développer des solutions aux problèmes mécaniques et électro-acoustiques que posent encore les



Photo 3. – Les lignes d'assemblage.

platines de notre époque. C'est ce que nous allons voir ci-après en examinant les différents aspects. S'agissant des platines TD, les efforts de Dual ont porté sur les points suivants :



Photo 4. – Les réglages et contrôles sont soit manuels...

- Le bras de lecture
- L'entraînement
- Le châssis
- Le confort d'utilisation.

* Il en sera probablement de même pour l'amplificateur 2 × 200 WRMS numérisé que nous devions découvrir par la suite au « Hi-Fi Vidéo » 84 de Düsseldorf, postérieurement à notre passage à St-Georgen, et ce bien qu'il n'en ait pas été question lors de notre visite chez Dual.

LE BRAS DE LECTURE

Il utilise la technique ULM (Ultra Low Mass = masse ultra-légère) qui implique un bras de lecture, cellule comprise, représentant une masse effective inférieure à 8 grammes. Quelle est l'importance, d'un point de vue pratique, d'une telle orientation ?

- Les ondulations d'un disque sont plus ou moins importantes et, par ailleurs, l'excentricité du trou central du disque est plus ou moins marquée. En conséquence de quoi le mouvement du bras de lecture se révèle très complexe ainsi que le résultat de diverses sollicitations. Un bras de lecture sans masse n'opposerait aucune réaction à ces mouvements ; malheureusement un tel bras ne peut être qu'utopique et physiquement impossible à concevoir autrement que par la pensée. Un bras de lecture réel présente toujours une certaine masse et oppose, de par son inertie, une force contraire aux mouvements extérieurs qui le sollicitent.
Il modifie donc, de façon permanente, et la force d'appui et la position de la pointe lectrice dans le sillon du disque.
Des mesures précises ont montré que la force d'appui qui en résulte varie jusqu'à ± 20 % de la force d'appui nominale. Dans la partie basse (creux) d'un disque ondulé, la pointe lectrice est soumise à des forces plus élevées alors que celles-ci sont moindres dans les parties hautes (crêtes), ce qui se traduit alors par un contact moins bon

Photo 6. – Un travail qui conserve un côté artisanal.

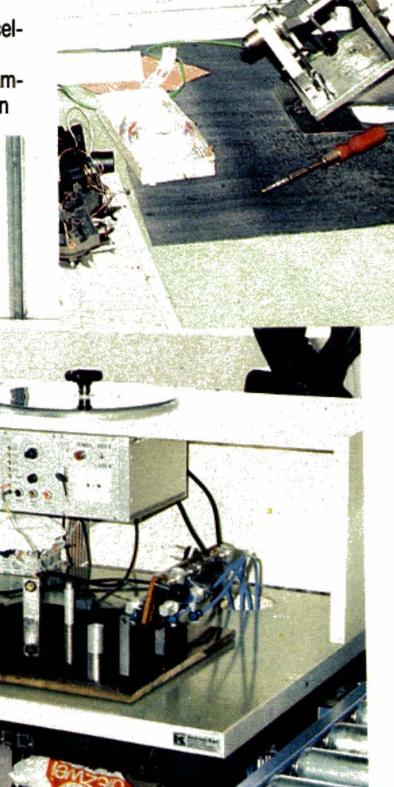


Photo 5. – ... soit automatisés.

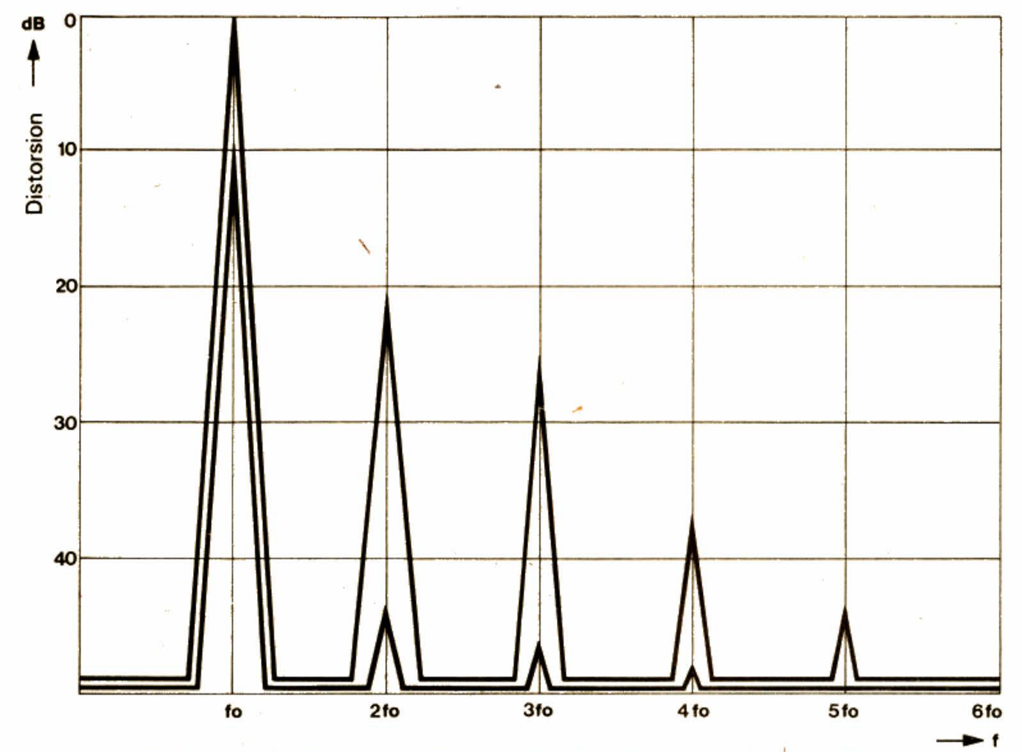


Fig. 1. – Taux de distorsion en fonction de la masse du bras. Force d'appui 0,9 p (1 p = 10 mN) ; amplitude 80 μ. f_0 = 300 Hz. Lecture sur disques voilés ± 0,5 mm. Dent de scie du haut : masse du bras : 18 g ; taux de distorsion total : 11,5 %. Dent de scie du bas : masse du bras : 6,5 g ; taux de distorsion total : 0,56 %.

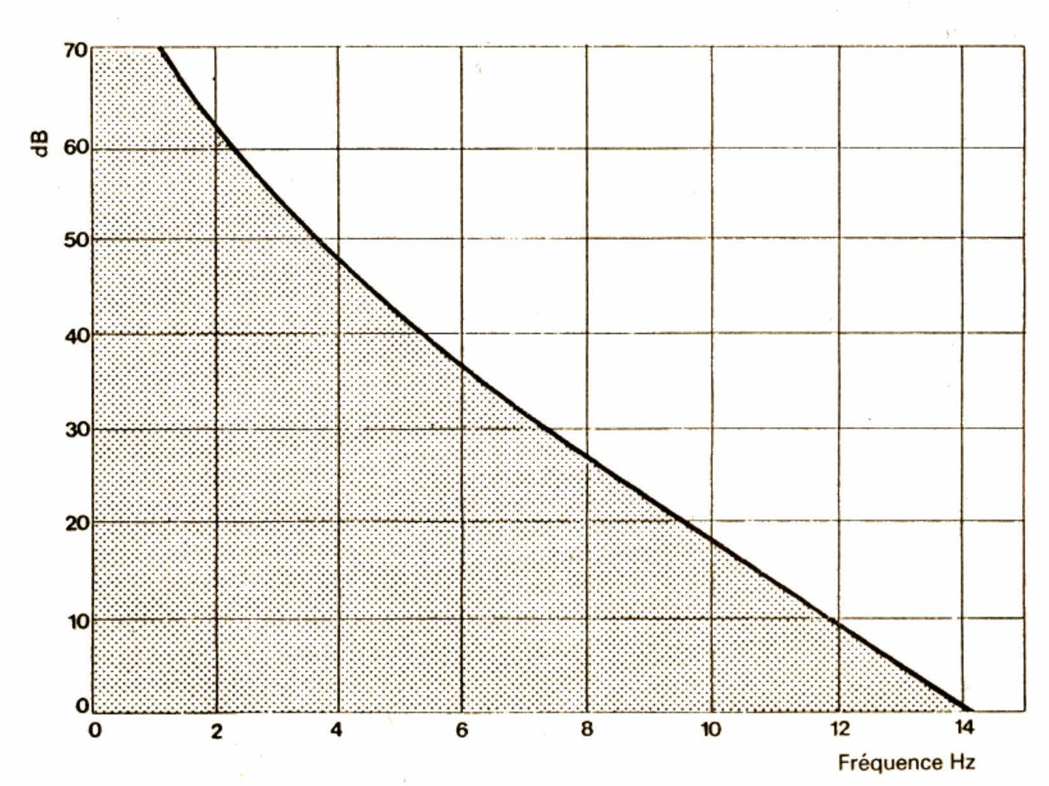


Fig. 2. – Spectre de bruit d'une platine tourne-disque avec un disque générateur de fréquences parasites.

entre la pointe de lecture et le sillon.

Pratiquement, il en résulte :

– Une distorsion harmonique accrue et audible à la lecture.

Une plus grande rapidité d'usure de la pointe de lecture et du disque.

Sur un bras de lecture ULM, de masse totale effective réduite avec comme conséquence un moment d'inertie plus faible, ces effets pernicieux sont minimisés.

A titre d'exemple, on pourra se reporter à la figure 1 qui compare la distorsion d'un bras de lecture de masse effective 18 g et celle d'un bras ULM de 6,5 g de masse effective. La distorsion harmonique passe de 11,5 % pour le premier à 0,56 % pour le second...

Par ailleurs, un bras de lecture équipé de sa cellule dont la pointe repose sur le disque constitue un système oscillant ; comme tout système de ce type, il présente, soumis à une excitation extérieure, une courbe de résonance dont la fréquence propre fr – maximum de cette courbe en fonction de la fréquence – est donnée par la relation :

$$fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{C.M.}} \quad \text{(fr en hertz) (1)}$$

avec : C : compliance de la cellule en mètres/newton,

M : masse effective du bras de lecture en kilogrammes.

(En fait, ces unités sont trop grandes et habituellement C est exprimé en micromètres/millinewtons dans le système SI ou encore en cm/dynes dans le système Cgs.)

Une très bonne cellule magnétique, à hautes performances, se caractérise par une compliance élevée, par exemple :

C = 30. μm/mN (ou 30.10^{-6} cm/dynes) ce qui donne une fréquence fr = 6,9 Hz pour 18 grammes de masse effective totale du bras de lecture et fr = 10,3 Hz pour 8 grammes de cette même masse. Pour obtenir, avec une très bonne cellule, une augmentation de la fréquence de résonance, il n'y a qu'une solution : réduire la masse totale effective du bras. Mais quel est l'intérêt de cette façon de faire ? C'est ce que nous allons voir.

Lorsque le bras exécute des mouvements consécutifs à son excitation par des fréquences voisines de fr, ces fréquences se superposent

DUAL : ÇA TOURNE !

Fig. 3. Amortisseur à bain visqueux dans le contrepoids d'équilibrage.

aux fréquences effectivement lues et modulées sur le disque. Or ces fréquences excitatrices parasites se situent entre 0 et 14 Hz, avec une amplitude croissante au fur et à mesure que la fréquence diminue (fig. 2).

Pour réduire leur influence, il convient donc qu'il n'y ait qu'un faible recouvrement entre ces fréquences nuisibles et la fréquence propre du bras fr.

Repousser fo vers les fréquences les plus hautes réduit donc le risque de voir le bras sollicité par des fréquences indésirables. Certes, il n'est pas possible de supprimer totalement ce couplage entre les fréquences parasites et fr ; mais tout au moins peut-on s'arranger, avec une valeur relativement élevée de fo, pour que celle-ci tombe là où les fréquences d'excitation parasites sont de faibles amplitudes, évitant ainsi la zone du spectre représenté figure 2 où celles-ci sont d'amplitudes plus notables. A quoi peut-on attribuer l'existence de ce spectre ? dont, d'ailleurs, les diverses composantes varient (la figure 2 ne représente qu'une moyenne statistique). A la non-planéité du disque, à son excentricité et aussi à la structure non parfaitement lisse du sillon (le théoricien en phénomènes aléatoires dirait que l'on a affaire à un bruit de fond en 1/f).

Pour obtenir cette masse effective minimale, il a fallu parvenir à une réduction de poids de la cellule, y compris les éléments de fixation et donc développer une cellule de faible poids, ce qui s'est fait en collaboration avec des fabricants renommés.

Mais il nous faut également citer, à propos de la résonance du bras, la minimisation de l'amplitude par un antirésonnateur réglable à amortissement par bain visqueux (fig. 3). Dual a été le premier à utiliser le principe de l'antirésonateur sur certains de ses bras – tel celui qui équipe la platine haut de gamme CS 741Q. Cet antirésonateur consiste en une masse additionnelle suspendue, du côté du contrepoids, sur ressort à lames dont un élément en forme de peigne plonge dans un liquide visqueux en vue d'un amortissement optimal. Accordé de façon précise, cet ensemble masse-ressort oscille exactement à la fréquence fr du bras de lecture, mais en opposition de phase, ce qui entraîne une résonance efficacement amortie et, par voie de conséquence, des distorsions de modulation réduites. Ce que montre la figure 4. L'effet de l'antirésonateur d'accord est optimal, comme il a été dit, lorsqu'il est convenablement réglé. Si un bras de lecture doit recevoir différents types de cellules, cela nécessite un réglage adapté à chacune d'elles. Pour ce faire, le degré du couplage du ressort peut être modifié à l'aide d'une bague graduée, opération facilitée par l'utilisation d'un diagramme joint au mode d'emploi (fig. 5). Pour une cellule de compliance donnée, on obtient alors la valeur de réglage correspondante en projetant, en abscisse, la valeur de la masse de la cellule (y compris ses éléments de fixation) sur la courbe de compliance indiquée dans le diagramme et en lisant ensuite, en ordonnées, la valeur correspondante.

Le bras de la plupart des platines est suspendu dans 4 roulements à billes disposés symétriquement. Suivant le principe de la suspension à cardan, il est compensé dans tous les plans de déplacement. La force d'appui est produite par un ressort, lequel est, pratiquement, sans masse. Ainsi, les bras des platines Dual peuvent lire un disque dans toutes les positions, même à titre

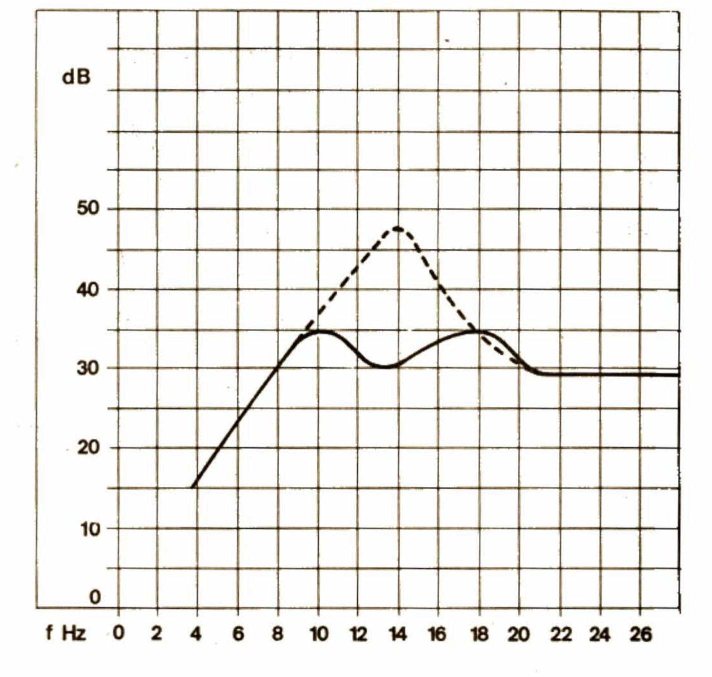


Fig. 4. – Bras avec (trait plein) et sans (tirets) antirésonateur. La réduction de l'amplitude à f = f_r est notable.

de démonstration, platine retournée. Les 4 roulements identiques du bras de lecture sont composés de 5 billes, usinées avec présision, dans lesquels s'engage une pointe d'acier trempé extrêmement polie et lisse. Dans ces conditions, le frottement de la suspension est particulièrement faible (70 μ N). Depuis plus de vingt ans, le bras de lecture droit est une des caractéristiques de la technique Dual, lequel considère qu'il rassemble, de façon optimale, les solutions aux problèmes de masse, de rigidité et de précision géométrique. Avec un nouvel alliage, le XM 300, Dual a mis au point un matériau idéal pour le tube du bras de lecture. Dans la bande 60–80 Hz, les bras de lecture élaborés à partir de ce matériau ne présentent plus de résonances de flexion mesurables ; il en est de même pour les résonances de torsion entre 300 et 400 Hz. Les caractéristiques de poids et de rigidité de cet alliage sont nettement supérieures à celles de l'aluminium ou de la fibre de carbone, ce qui entraîne un taux de diaphonie plus bas (figures 6, 7 et 8).

Quant au dispositif « anti-skating », il fonctionne avec un ressort de précision attaquant, en son centre, la suspension du bras de lecture et ce sans frottement. Or ce sont justement les bras de lecture à faible frottement qui demandent un dispositif « anti-skating » très précis et non soumis aux contraintes extérieures. Des échelles précises permettent le réglage en fonction de toutes les conditions d'utilisation. Enfin, le lève-bras, amorti dans les deux sens par bain visqueux, est commandé par des touches à affleurement frontales, ce qui permet un fonctionnement sans risque et pour le disque, et pour la pointe de lecture.

L'ENTRAINEMENT

L'entraînement du plateau de la platine à une vitesse angulaire précise, tout en minimisant les forces de vibrations indésirables, se conçoit de deux façons : entraînement direct ou entraînement par courroie.

Peu importe la solution retenue, l'essentiel étant l'équilibre entre la force d'entraînement et la masse du plateau, la conception technique de l'entraînement et le soin apporté tant à la fabrication qu'aux contrôles.

L'entraînement direct, mis en compétition avec l'entraînement par courroie, présente deux avantages incontestables :

– Moins de pièces soumises à usure et donc une plus grande fiabilité. Grâce à un meilleur rendement, il demande une puissance électrique plus réduite pour la rotation du plateau.

– Moins de vibrations sont géné-

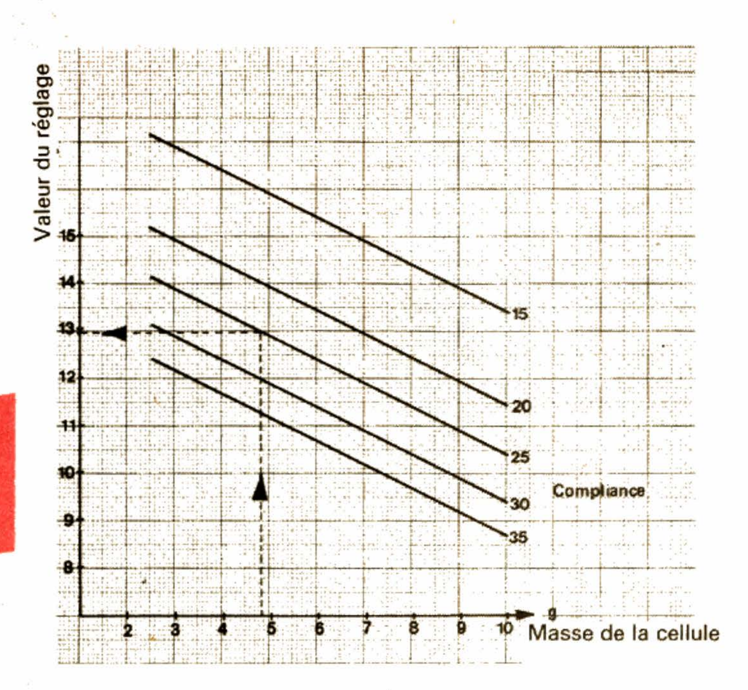
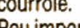


Fig. 5. – Diagramme de réglage de l'antirésonateur.



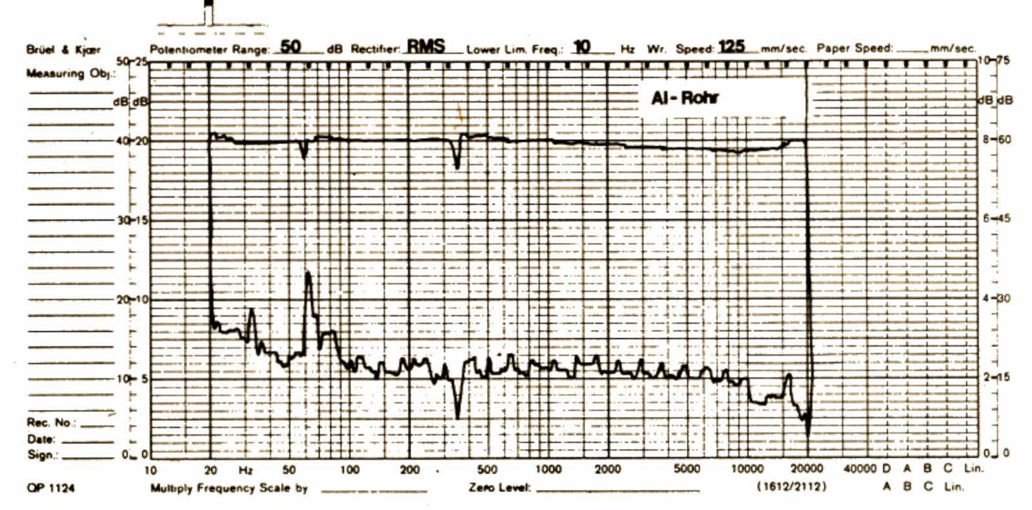


Fig. 6

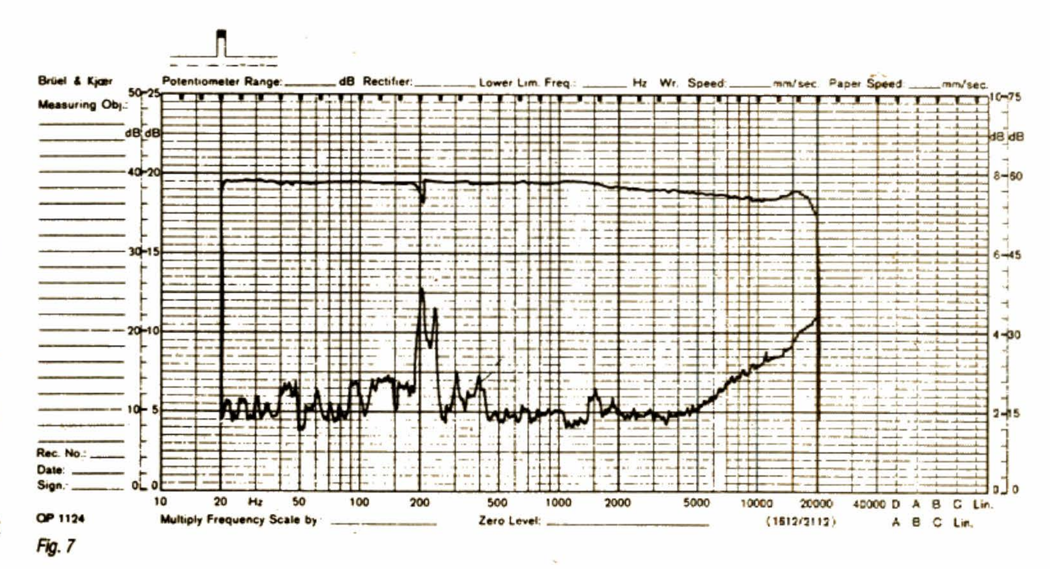


Fig. 7

Fig. 6, 7 et 8. – Courbes de réponse et de résonances parasites d'un bras en aluminium (6), d'un bras en fibres de carbone (7) et d'un bras en alliage XM 300 (8).

DUAL : ÇA TOURNE !

rées, vibrations que la cellule transforme en signaux électriques parasites, puisque la puissance du moteur est faible : par exemple, lorsque son plateau a atteint la vitesse nominale, la Dual CS 741Q n'utilise plus, pour maintenir le mouvement et l'entretenir, qu'une puissance de 10 mW, ce qui correspond à 1/1000 environ de la puissance nécessaire à un moteur synchrone pour un entraînement classique par courroie. Cette puissance de 10 mW n'est dépassée qu'au moment où le plateau démarre ou encore lorsqu'il est freiné alors que le moteur d'un entraînement par courroie doit fournir une puissance élevée permanente.

La gamme Dual comporte 6 platines à entraînement direct, dont 5 à asservissement de vitesse par boucle PLL (Phase Lock Loop) et 6 platines à entraînement par courroie. Le modèle CS 741Q, haut de gamme, est équipé d'un entraînement « high-torque » (couple élevé) et le temps d'accélération de cet entraînement pour atteindre la vitesse nominale n'est que de 1,3 seconde, soit donc moins que la durée d'un tour. Ensuite la puissance est ramenée à 0 mW ; il n'y a donc pas de vibrations mesurables dues à un surplus d'énergie et le rapport signal/bruit de 80 dB (pondéré) ne peut être mesuré qu'à partir de feuilles vernies spéciales, car les disques étalons de mesure du rapport signal/bruit se révélant insuffisants. Pour obtenir ce résultat, il fallut un moteur de conception « sans balai » – la commutation électronique est assurée par un capteur à effet Hall très sensible – sans rainure ni fente (fig. 9), car grâce à la disposition des bobines plates sans noyau ferreux, le champ magnétique moteur agit directement sur le plateau équipé d'un aimant multipolaire (quand l'entraînement est coupé, il n'existe plus de sensibilité polaire résiduelle).

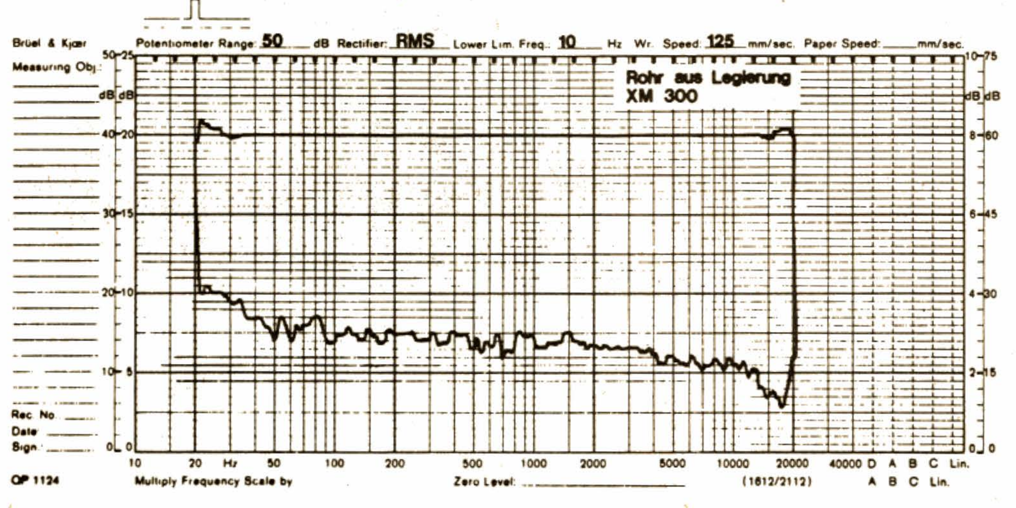


Fig. 8

Fig. 9. – Le moteur sans balai avec capteur à effet Hall.

LE CHASSIS ET LA SUSPENSION

Les bruits de pas, les vibrations que génèrent ces derniers sur des planchers souples et donc non exempts de flexion, le couplage acoustique entre enceintes et platine... sont autant de sources parasites perturbatrices du bon fonctionnement d'une platine et, en particulier, peuvent parasiter le signal que délivre la cellule lectrice tout en endommageant le disque : bras qui saute par exemple.

Il fut un temps où l'action de ces parasites avait leur action contrecarrée par des masses importantes : châssis et plateaux lourds, dépassant plusieurs kilogrammes.

Avec le châssis flottant, Dual emprunte une voie différente (fig. 10). Aidé par des pieds absorbants les chocs (pour la CS 741Q), ce châssis assure un découplage optimal. Quatre éléments sophistiqués, à caoutchouc et ressorts avec amortissement aux silicones, découplent, en permanence, le châssis – qui porte le moteur et le bras de lecture – du coffret. La fréquence de résonance se trouve dans la bande subsonique et très amortie. En ce qui concerne le CS 741Q, la fréquence de résonance des pieds absorbant les chocs se situe, suivant le réglage, entre 30 et 45 Hz (fig. 11).

Par ailleurs les résonances transmises au disque par le plateau sont absorbées par un tapis antirésonnant, à surface parfaitement plane et lisse, exempt de tout phénomène de vibrations.

LE CONFORT D'UTILISATION

Les éléments de commande sont presque tous disposés sur la partie frontale des platines ; disposant de touches électroniques, ils peuvent être mis en fonction même pendant l'utilisation sans que pour autant le bras de lecture saute du sillon. Sur la plupart des platines, il est possible de procéder à un réglage continu de la vitesse à $\pm$ 6 %. Enfin, mentionnons l'automatisme de retenue du couvercle que l'on peut bloquer dans n'importe quelle position.

EN CONCLUSION

Dual, qu'il s'agisse de platines tourne-disques analogiques ou de lecteurs de « Compact-disc », a su conserver la tradition de la mécanique de précision qui a été à ses origines. Qui plus est, la conception de lecteurs de disques numériques apporte aussi la preuve que la maîtrise de l'électronique la plus avancée fait aussi partie de ses atouts majeurs. Même au sein d'un groupe puissant, Dual a su préserver sa personnalité et son caractère propre, aussi faut-il nous attendre à voir la firme de St-Georgen nous donner, dans les années futures, de nouvelles démonstrations de son savoir-faire, qui reste indiscutable.

Ch. PANNEL



Fig. 12. – La nouvelle platine à bras tangentiel CST 100.

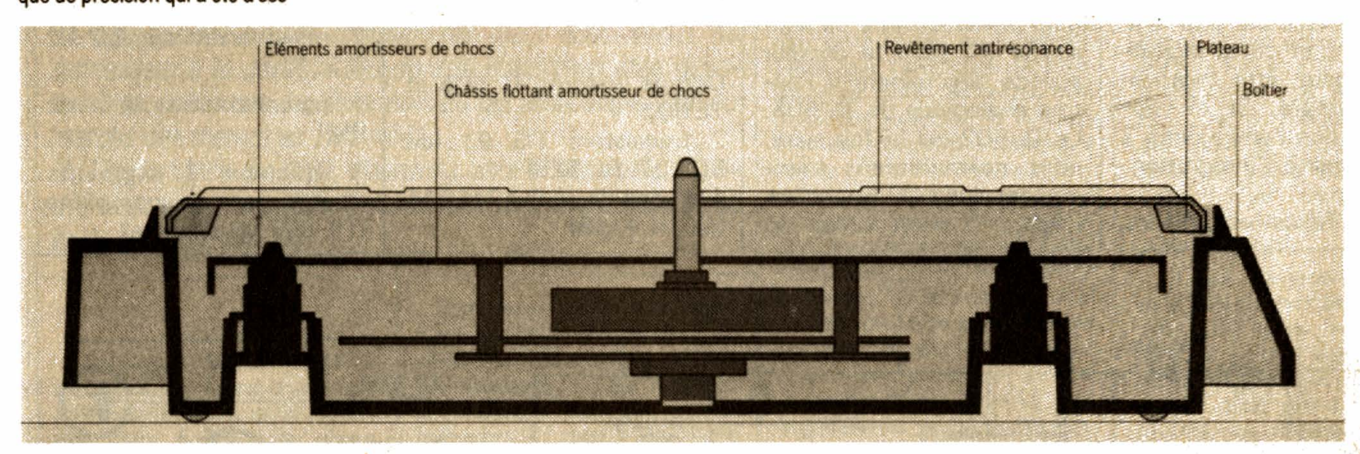
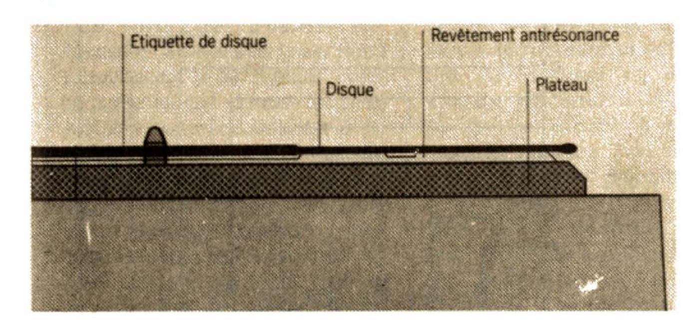


Fig. 10. – Les artifices mis en œuvre pour lutter contre les excitations extérieures à la platine.



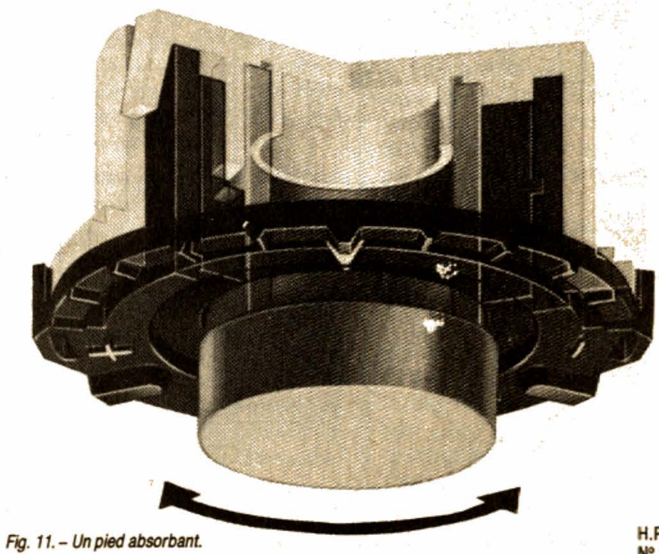


Fig. 11. – Un pied absorbant.

UN INDICATEUR DE PUISSANCE

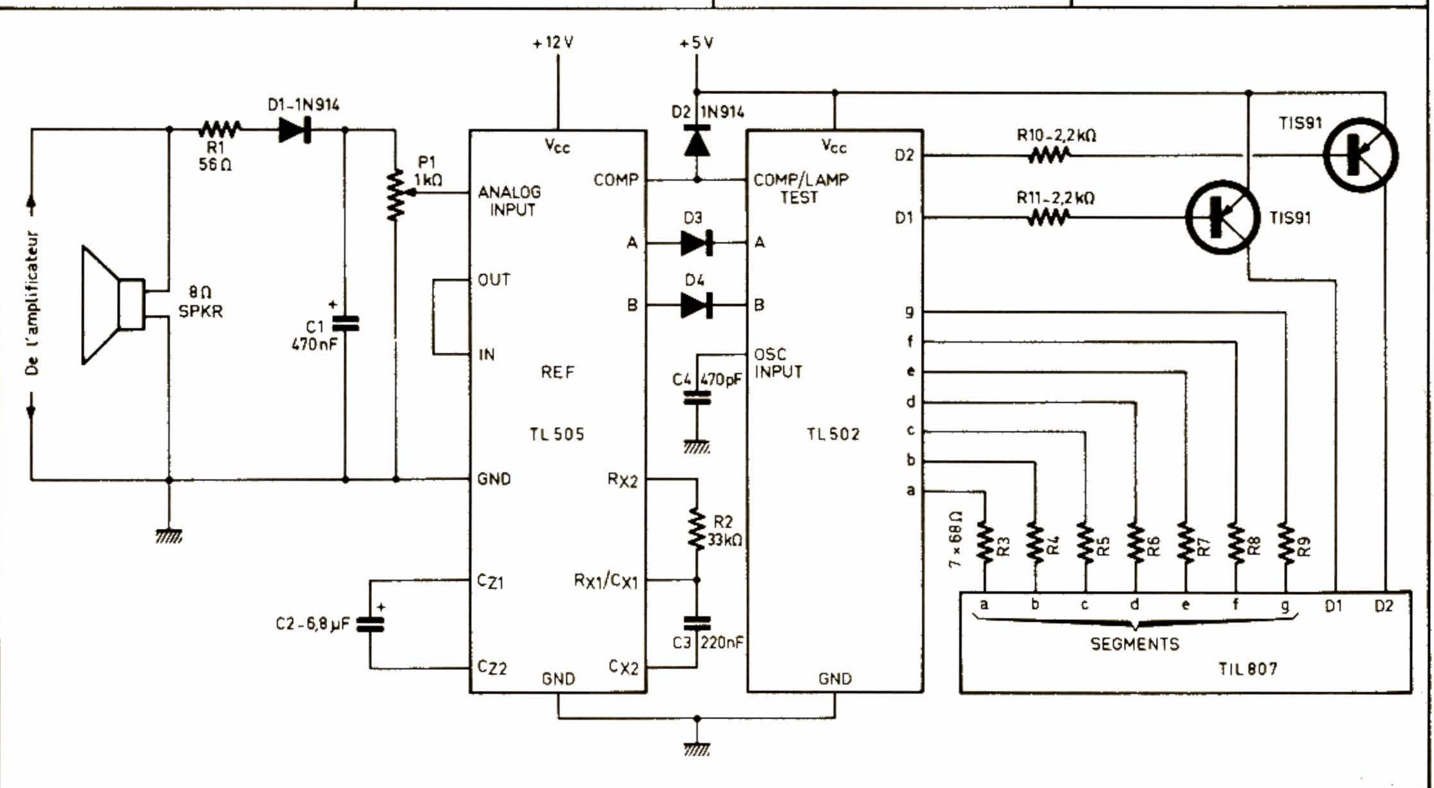
Pour avoir une idée de la puissance qu'un haut-parleur rayonne à un moment donné, il suffit d'indiquer la tension à ses bornes. Mais un appareil de mesure à aiguille n'est pas assez rapide pour cela, et une échelle de LED risque de ne pas être assez précise. De plus, la mode est à la digitalisation, et cette digitalisation peut être relativement simple, si on fait appel à des composants à haute densité d'intégration.

Chez Texas-Instruments, on propose ainsi un montage combinant un convertisseur analogique, digital, TL 505, avec une unité de commande d'affichage multiplex, TL 502. Le haut-parleur dont on veut indiquer la tension de fonctionnement est suivi d'un circuit de redressement et d'un potentiomètre de sensibilité P_1, dont le curseur accède directement à l'entrée analogique du TL 505. Le TL 502 qui lui fait suite, peut normalement commander jusqu'à 5 chiffres (digits). Il n'est utilisé ici que sur les sorties D_1 et D_2, soit pour afficher entre 0 et 99.

The Linear Control Circuits Data Book, Texas Instruments 1980, page 374

Liste des composants

Circuits intégrés TL 505 et TL 502
2 transistors TIS 91 (ou BC 327, BC 328)
4 diodes (D_1 à D_4) 1N 914 (ou 1N 4148)
2 condensateurs polarisés, de 470 nF (C_1) et de 6,8 µF (C_2)
2 condensateurs non polarisés, de 220 nF (C_3) et de 470 pF (C_4)
1 résistance de 56 Ω (R_1)
1 résistance de 33 kΩ (R_2)
7 résistances de 68 Ω (R_3 à R_9)
2 résistances de 2,2 kΩ (R_{10}, R_{11})
1 potentiomètre de 1 kΩ (P_1)
1 afficheur 7 segments double, anode commune (TIL 807 ou similaire)



Réalisez votre ordinateur individuel

LA CARTE COULEUR HAUTE RESOLUTION

Après une attente que certains ont peut-être trouvé un peu longue, nous avons le plaisir de vous présenter aujourd'hui la carte la plus performante du système, tant en raison de ses possibilités propres qu'en raison de sa polyvalence. Cette carte permet, en effet, de faire de l'affichage alphanumérique et graphique couleur, haute résolution sur écran TV lorsqu'elle est réalisée dans sa version la plus complète mais, pour un prix de revient bien moindre, correspondant à un équipement moins complet, elle peut aussi servir de successeur à la carte IVG09 dont la réalisation était devenue impossible ces derniers mois du fait de la disparition du marché des mémoires TMS 4044.
Vu l'importance du sujet, abordons celui-ci sans plus attendre avec une présentation exhaustive des possibilités de la carte baptisée AGC09.

Présentation

Comme le laisse entendre l'introduction, cette carte est polyvalente en ce sens qu'elle peut être équipée de divers types de composants correspondant à des utilisations, mais aussi à des dépenses, différentes. En version, que nous appellerons « de base » dans la suite de cet article, la carte AGC09 est équivalente à la carte IVG09 au point de vue résolution et possibilités d'affichage, mais dispose, en plus, d'un affichage couleurs avec huit couleurs de caractères et huit couleurs de fond, le fond étant programmable au niveau de chaque caractère. Toujours en plus par rapport à IVG09, la carte AGC09 en version de base offre deux jeux de caractères accessibles en permanence, ce qui permet, par exemple, de disposer du jeu normal et du jeu accentué français.

Précisons bien que dans cette configuration de base, la résolution graphique d'AGC09 est identique à celle d'IVG09 et ne permet, bien sûr, pas de prétendre à l'appellation haute résolution.

En utilisant d'autres mémoires et en basculant quelques mini-interrupteurs, il est possible de réaliser la version « haute résolution » d'AGC09 et ce qualificatif n'est pas usurpé, puisque l'on dispose alors, en mode graphique, de 512 points horizontaux sur 256 points verticaux ; c'est bien plus que ce qu'est capable de passer un téléviseur couleurs domestique, fut-il neuf et bien réglé ! Cette haute résolution est accessible elle aussi avec huit couleurs de points et huit couleurs de fond.

Bien sûr, même configurée en version haute résolution, la carte peut encore fonctionner en mode alphanumérique et afficher le 20 ou 24 lignes de 80 caractères, que savait afficher IVG09.

Dans les deux cas c'est-à-dire pour la version de base et pour la version haute résolution, il est possible à tout instant d'équiper la carte d'un générateur de caractères en RAM, qui peut être chargé et lu par le microprocesseur en temps réel. Ce générateur permet donc toutes les fantaisies telles que l'affichage de symboles au milieu de textes normaux par exemple ou l'utilisation de formes de caractères autres que celles des deux jeux normaux. Pour bien imaginer ce que permet un tel générateur de caractères en RAM, placez-vous dans la situation suivante : vous êtes en train d'éditer du texte avec l'éditeur du DOS par exemple et vous voulez faire apparaître celui-ci en gothique sur l'écran ; avec le générateur en RAM c'est immédiat (quelques millisecondes). Cet exemple est très restrictif et nous espérons que les photos que nous vous proposerons dans notre prochain article vous donneront une meilleure idée de ce qu'il est possible de faire.

Pour ce qui est du problème du moniteur ou du récepteur TV, cette carte est très souple puisqu'elle peut s'accommoder de tous les appareils existant sur le marché ainsi que des récepteurs TV ordinaires munis d'une prise péritélévision. Tous les niveaux de sortie (ceux des trois couleurs fondamentales mais aussi celui de la synchro) sont ajustables individuellement.

Bien que disposant de la couleur, cette carte peut aussi être utilisée avec un moniteur noir et blanc sur lequel vous êtes libres d'exploiter ou non les variations de couleurs comme huit niveaux de gris.

Comme cette carte doit pouvoir succéder à IVG09, elle reçoit le même PIA que cette dernière, permettant de brancher un clavier ASCII et de commander le haut-parleur générant le bip sonore du code ASCII « bell ». Le connecteur couplé à ce PIA a le même format et le même brochage que celui d'IVG09 ; comme cela, si vous avez envie d'abandonner votre « vieille » IVG09 pour AGC09, cela n'en ira que plus vite.

Et les composants direz-vous ? Ils doivent être chers et rares. Que nenni ; en effet, répondant en cela aux nombreuses demandes que nous avons reçues, nous avons utilisé sur AGC09 une majorité de composants déjà présents sur IVG09. Cette solution présente, en effet, plusieurs avantages :

– Elle ne lèse pas ceux d'entre vous qui avaient commencé à approvisionner des composants pour IVG09 et qui n'ont pu monter cette carte faute de TMS 4044.

– Elle permet à ceux d'entre-vous qui ont une IVG09 et qui voudraient passer à AGC09 de le faire à moindre frais.

– Elle permet de ne pas casser tout le logiciel ayant pu être réalisé pour IVG09.

– Elle permet de vous proposer une carte utilisant des composants d'approvisionnement facile et de prix de revient abordable pour des performances qui sont, vous avez

pu le constater, à la hauteur des meilleures réalisations commerciales du moment sur systèmes à microprocesseurs 8 bits.

Ce long préambule étant fait – mais il nous semblait utile pour situer le sujet –, nous allons aborder l'étude de ce « monstre ».

Principe général

Nous n'allons pas décrire à nouveau en détail le principe d'une carte de visualisation sur écran TV, vous renvoyant pour cela aux pages consacrées à ce sujet lors de la description de la carte IVG09 dans notre numéro 1685. Tout au plus allons-nous rappeler en figure 1 le synoptique d'une telle carte et les généralités relatives à son fonctionnement car cela nous permettra de mieux comprendre celui d'AGC09.

Le principe de toute carte de visualisation, qu'elle soit alphanumérique ou graphique et quelle qu'en soit la résolution reste le même et repose sur un RAM à double accès. Dans cette RAM, le microprocesseur vient écrire les codes des caractères à afficher (en mode alphanumérique) ou vient écrire les points à allumer (en mode graphique) et, indépendamment de cela et en permanence, une logique généralement regroupée dans un contrôleur de visualisation intégré vient adresser cycliquement cette mémoire et fait afficher son contenu converti de parallèle en série par un registre à décalage. Ce contrôleur génère également les signaux de synchronisation indispensables pour l'obtention d'une image stable sur un écran TV.

En mode alphanumérique, le contenu de la RAM n'est pas utilisé tel quel pour être visualisé puisque cette dernière contient les codes des caractères et non leurs formes ; ces codes sont donc appliqués à un circuit appelé générateur de caractères qui traduit les codes en formes.

Le multiplexeur visible figure 1 n'est autre qu'une circuiterie permettant au microprocesseur et au contrôleur de visualisation d'accéder à la même RAM sans conflit.

Ce synoptique était celui de notre carte IVG09 et est à la base de celui de la carte AGC09 que vous pouvez maintenant découvrir en figure 2. Il est un peu plus chargé, mais nous allons l'analyser sous-ensemble par sous-ensemble en prélude à la lecture du schéma réel (ne le regardez pas encore vous risquez de prendre peur, à tort !).

L'élément essentiel du synoptique se remarque à peine et est constitué par la RAM d'écran visible au centre gauche de la figure ; comme sur la figure 1, cette RAM a ses lignes d'adresses reliées de A_0 à A_{17} du bus du microprocesseur ou au contrôleur de visualisation par l'intermédiaire de multiplexeurs.

Le contrôleur de visualisation est (encore) un 6845 de Motorola et non un quelconque processeur graphique. Ce circuit est, en effet, moins cher que ces derniers et, surtout, est d'une programmation beaucoup plus facile en mode alphanumérique. Qui plus est, sa mise en œuvre matérielle est beaucoup plus simple que celle des EF 9365, 9366 et 9367, toutes choses égales par ailleurs. Rappelons que ce contrôleur peut gérer une taille mémoire quelconque comprise entre 256 octets et 16 K-octets ainsi que des générateurs de caractères de tailles de matrices comprises entre une et 32 lignes. Il délivre, en outre, des signaux de synchronisation ligne et image qui sont entièrement programmables, ce qui permet de l'utiliser sans difficulté avec diverses configurations de mémoires d'écran.

Les données de la RAM d'écran peuvent être reliées au bus du microprocesseur via un amplificateur bidirectionnel classique mais sont, dans tous les cas, reliées en permanence à un latch (huit bascules D) qui commande les générateurs de caractères.

Afin de simplifier la circuiterie et les décodages d'adresses, les lignes de données du contrôleur d'écran 6845 et du PIA passent par des amplis différents de ceux de la RAM d'écran.

Avant de poursuivre la partie visualisation, examinons la fonction de la RAM d'attributs. Pour faire de la couleur sur une carte de visualisation, deux solutions existent. La plus performante, mais aussi la plus coûteuse en prix, en nombre de composants et en place, consiste à tripler la RAM d'écran en affectant chaque RAM ainsi constituée à une

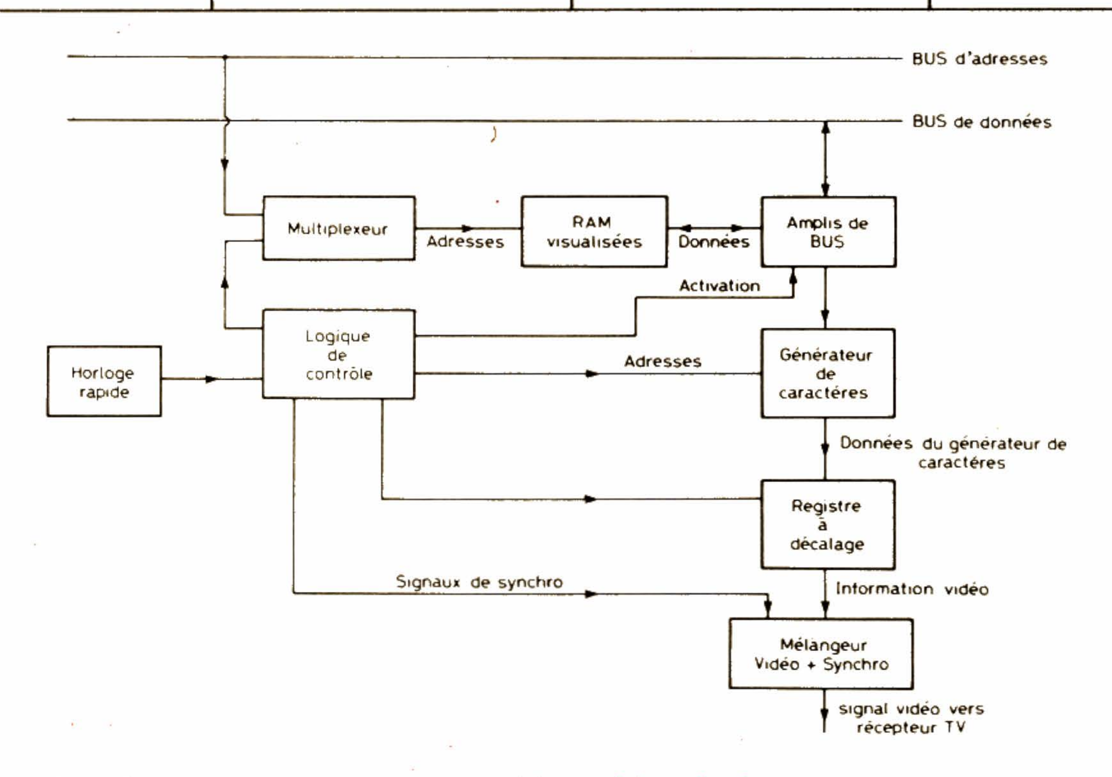


Fig. 1. – Synoptique général d'une carte de visualisation alphanumérique classique.

couleur fondamentale. Dans un tel système, il y a ainsi le plan mémoire rouge, le plan vert et le plan bleu. On écrit alors dans l'un ou l'autre ou plusieurs selon la couleur que l'on veut voir s'afficher. Pour proposer la résolution que vous offre AGC09 en configuration haute résolution, il faut, par cette méthode : 512 × 256 × 3 bits de mémoire soit 48 K-octets.

La deuxième solution consiste à utiliser des attributs. Chaque caractère ou chaque groupe de points en mode graphique dispose d'un octet qui l'accompagne, octet dans lequel sont codés la couleur du caractère ou du groupe de points, la couleur du fond de ce caractère et, éventuellement, d'autres informations telles que clignotement par exemple. C'est cette solution que nous avons retenue car elle se contente de 32 K-octets pour la résolution maximale de la carte et qu'elle est beaucoup plus simple à mettre en œuvre.

Ces RAM d'attributs ne sont pas accessibles directement depuis le bus du microprocesseur afin de ne pas nécessiter de double écriture en mémoire lors de chaque écriture de caractère ; c'est donc par l'intermédiaire d'une moitié PIA de la carte que l'on écrit les attributs, ce qui permet, pour tous les caractères ayant les mêmes (c'est-à-dire pour tous les caractères affichés de la même façon) de n'avoir qu'une écriture d'attribut à faire. En lecture, les contenus de ces RAM d'attributs partent sur des registres qui agissent ensuite sur le signal vidéo comme nous le verrons sur le schéma complet.

Revenons maintenant à la sortie des latches qui mémorisent les données issues des RAM d'écran. Ces sorties attaquent deux circuits ; la ROM génératrice de caractères pour le fonctionnement alphanumérique et graphique normal et des multiplexeurs qui se trouvent devant la RAM génératrice de caractères. En effet, si l'on veut pouvoir charger cette dernière, il faut que le microprocesseur puisse y accéder, pour cela ses lignes d'adresses sont commutées entre les sorties des latches précitées ou les lignes d'adresses du micro. De même, les lignes de données de cette RAM peuvent être reliées au registre à décalage qui fait la conversion parallèle – série et fabrique ainsi le signal vidéo ou aux lignes de données du microprocesseur via un classique ampli de bus bidirectionnel.

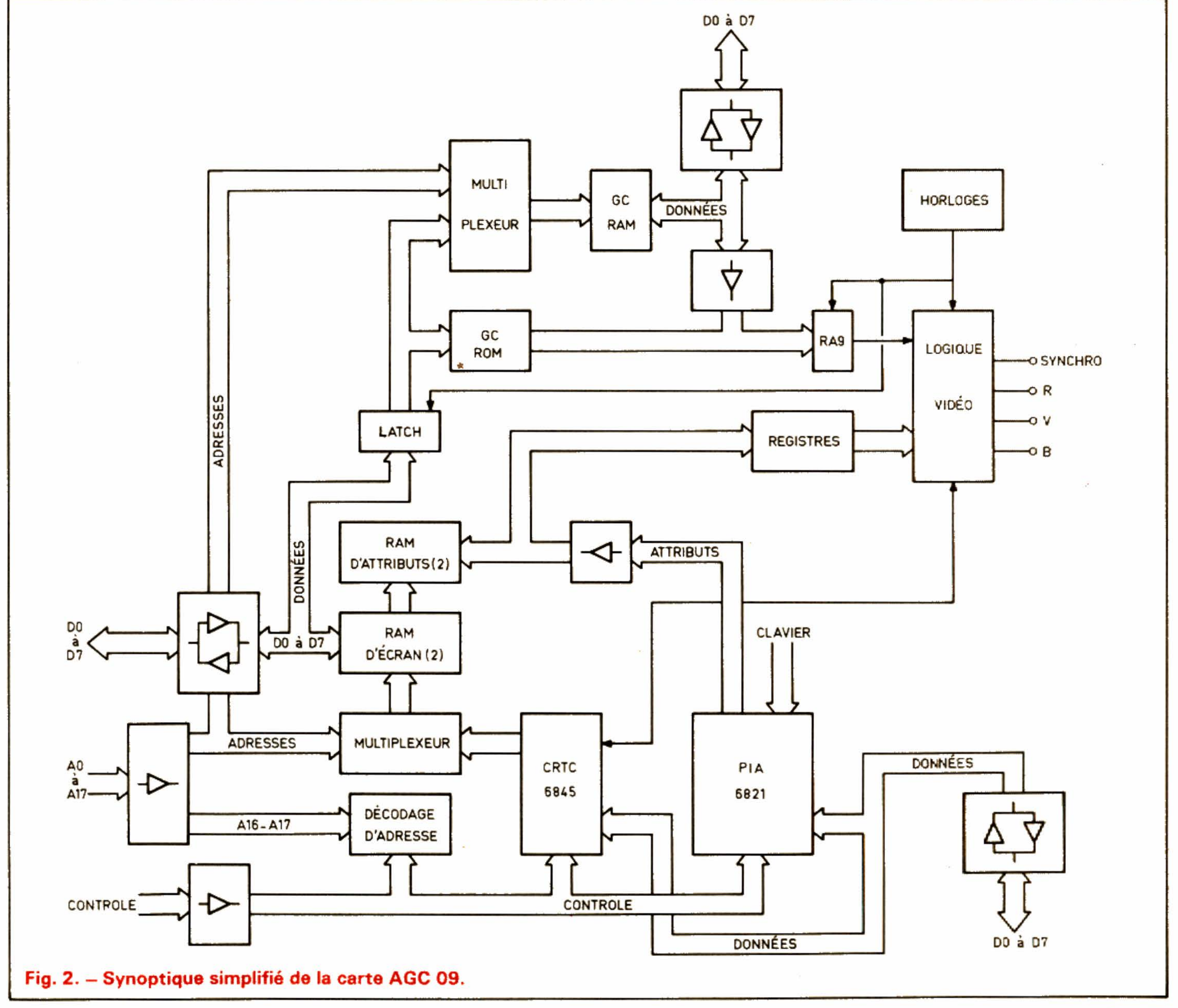


Fig. 2. – Synoptique simplifié de la carte AGC 09.

Une logique vidéo complète cela et, à partir d'une horloge, des signaux issus du registre à décalage, des bits d'attributs et des signaux de synchronisation fournis par le 6845 élabore un signal vidéo RVB – synchro propre à être appliqué à tout moniteur couleur ou téléviseur muni d'une prise péritélévision ; une option étant prévue pour combiner ces signaux et fournir ainsi un signal vidéo composite pour le moniteur TV noir et blanc.

Le schéma complet

Il vous est présenté figure 3 mais, si vous aviez déjà feuilleté ce numéro du Haut-Parleur avant de le lire, vous aviez dû le remarquer... Malgré son apparente complexité, nous allons voir qu'il est assez facile à digérer et, surtout, que l'investissement qu'il nécessite est sans commune mesure avec ce que l'on pourrait penser de prime abord.

Pour le disséquer au mieux, il est souhaitable de procéder par analogie avec le synoptique de la figure 2 ; ce que nous allons faire. Liquidons tout d'abord les parties les plus simples.

Le PIA est câblé de façon analogue à ce que nous avions fait sur IVG 09. Côté bus, il est relié aux lignes de données par un ampli bidirectionnel du type 75LS640 ou 645 et son décodage d'adresse est confié à une PROM 7611, dont le contenu est donné figure 4, vous montrant ainsi que ce PIA se trouve de 4 000 à 40 FF.

Côté extérieur, sa moitié B est réservée au clavier et peut admettre jusqu'à 8 lignes de données sur PB0 à PB7. Si votre clavier utilise moins de lignes, il suffit de ne pas relier les entrées sur numéraires. Tous les types de « stobes » sont admis par le biais des interrupteurs S_7 à S_{10} et du monostable de remise en forme éventuel. Dans la majorité des cas, ce dernier n'est pas nécessaire et est tout simplement strapé comme nous le verrons dans la partie mode d'emploi de la carte. Le strobe, remis en forme ou non, arrive sur CB 1 où il est facilement détectable grâce aux propriétés du PIA. La ligne CB 2, quant à elle, est configurée en sortie et commande un petit oscillateur BF réalisé autour d'un 555 qui actionne le haut-parleur reproduisant le « bip » généré lors d'un code ASCII 07.

Le côté A est utilisé en sortie pour les bits d'attributs. Comme le nombre d'entrées connectées sur PA1 à PA7 et CA2 est élevé, un amplificateur de bus trois états est utilisé. De plus, il isole les sorties du PIA des lignes D_0 à D_7 des mémoires d'attributs lorsque celles-ci sont en lecture évitant des courts-circuits fâcheux.

Le contrôleur de visualisation 6849 fait ampli de bus commun avec le PIA mais est

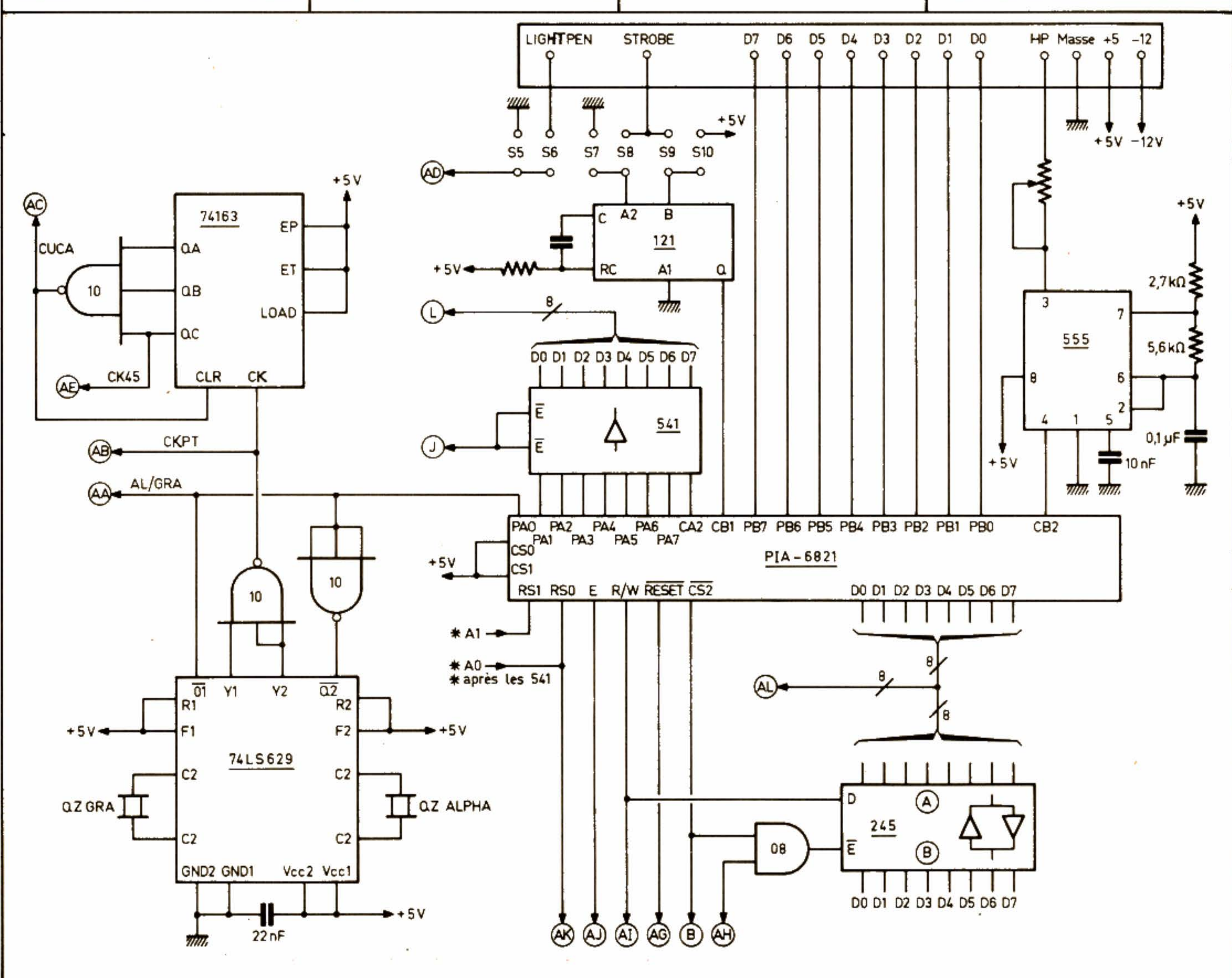


Fig. 3. – Schéma complet de la carte AGC 09.

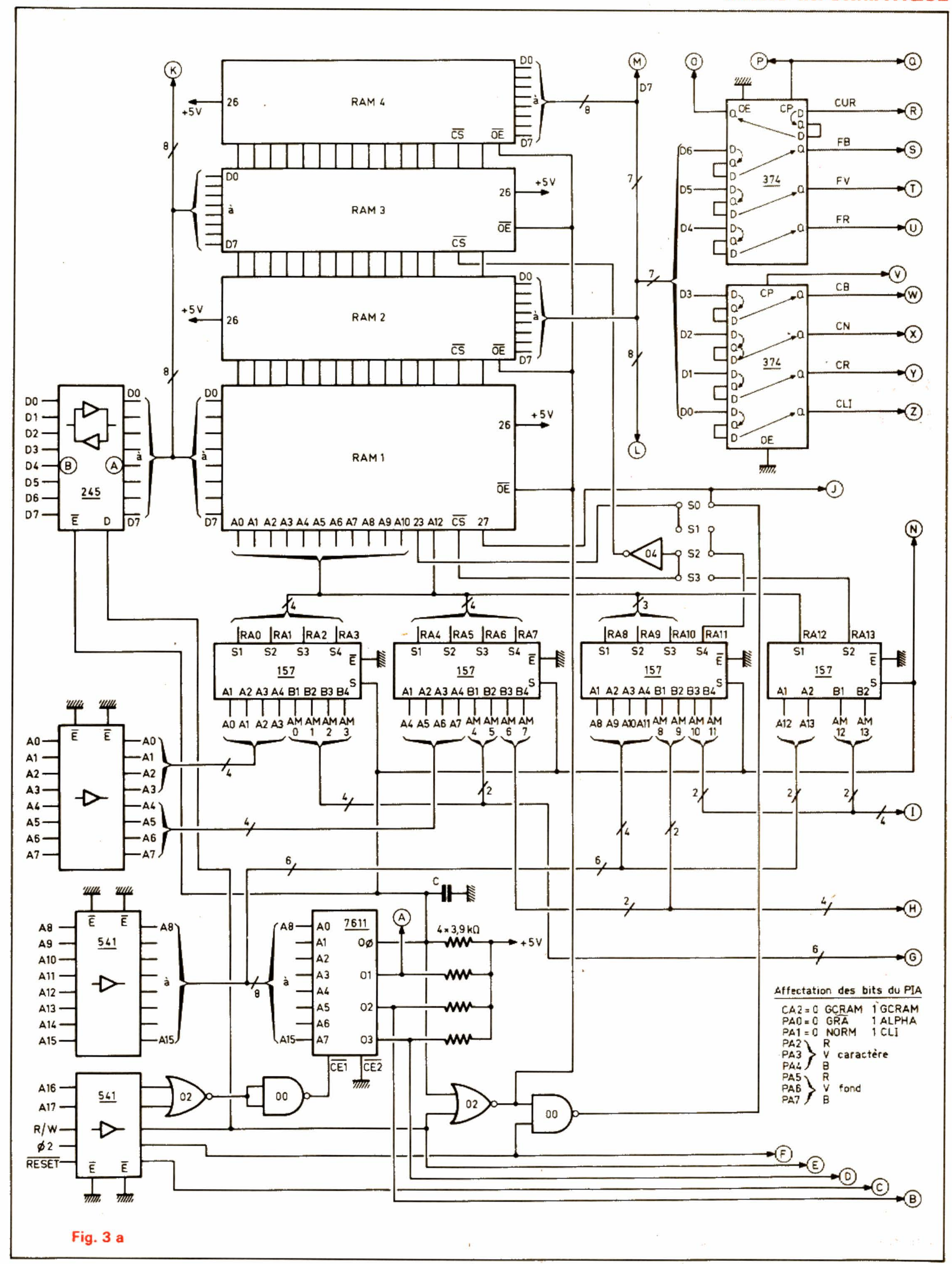

RAM 4
RAM 3
RAM 2
RAM 1
245
157
374
541
7611
4 × 3,9 kΩ
+5 V
Affectation des bits du PIA
CA2 = 0 GCRAM 1 GCRAM
PA0 = 0 GRA 1 ALPHA
PA1 = 0 NORM 1 CLI
PA2 R
PA3 V caractère
PA4 B
PA5 R
PA6 V fond
PA7 B

Fig. 3 a

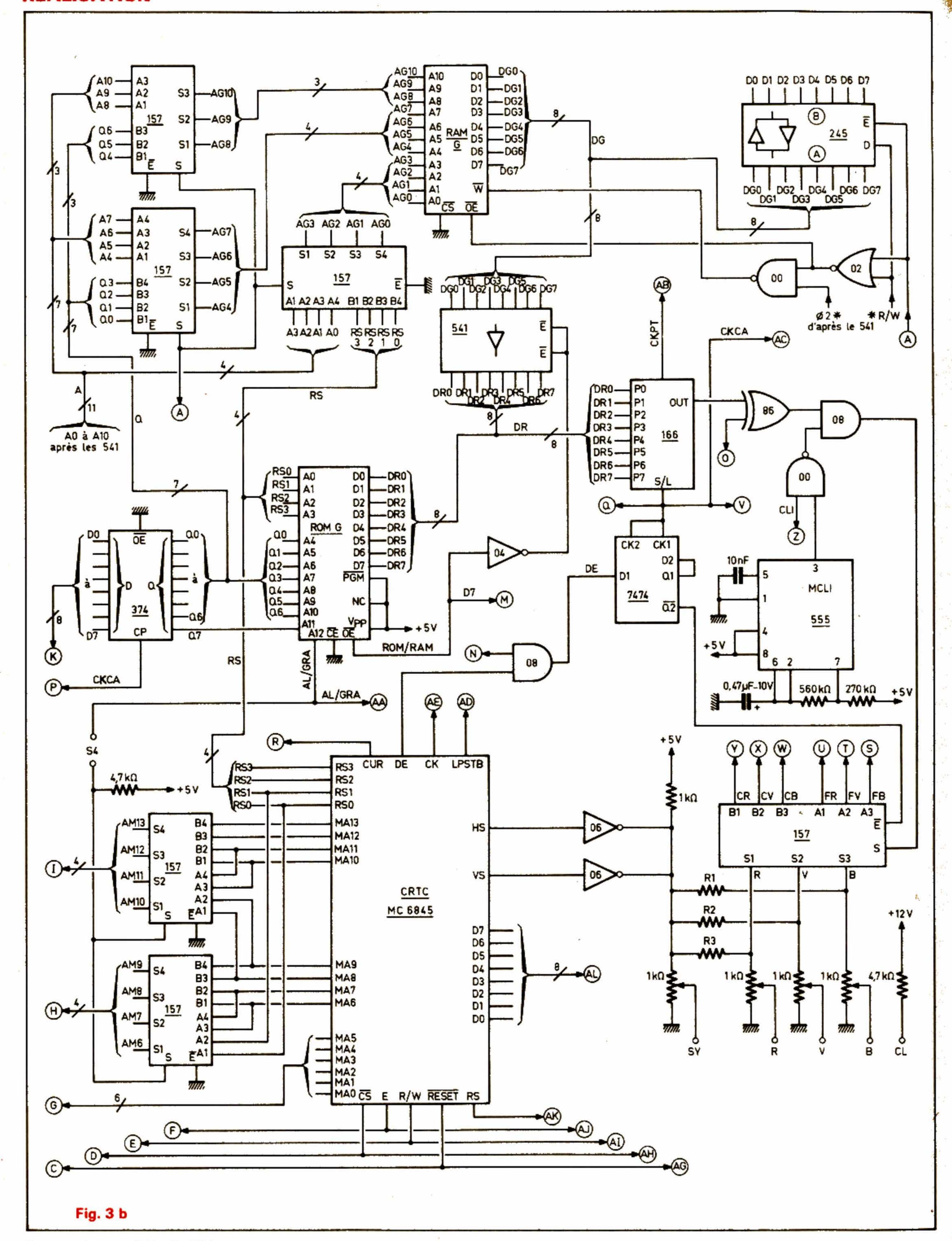


Fig. 3 b

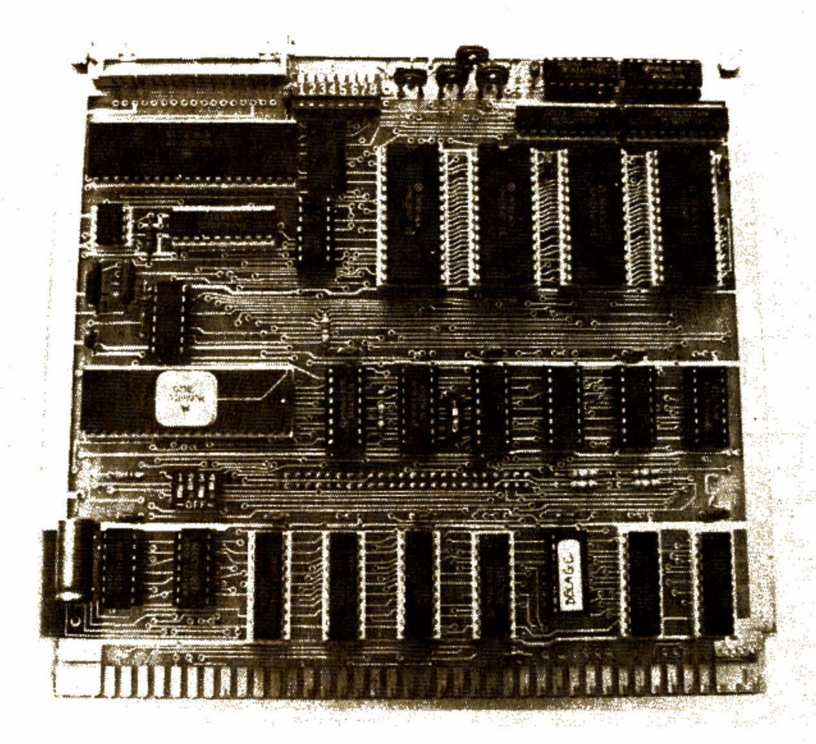


Photo 1. – La carte AGC 09 côté composants en version haute résolution.

adressé de 4100 à 41FF comme vous pouvez le constater encore une fois par examen du contenu de la 7611 de décodage d'adresses. Ses lignes d'adresses MA0 à MA13 vont sur les lignes d'adresses des RAM d'écran via des multiplexeurs tandis que les lignes RS0 à RS3 vont sur les divers générateurs de caractères afin de sélectionner les lignes des matrices visualisées. Ce CRTC reçoit une horloge sur sa patte CK ; horloge issue de celle utilisée pour produire le signal vidéo et à partir de laquelle il fabrique tous ses signaux de comptage interne servant à l'adressage des mémoires, ainsi que les signaux de synchronisation disponibles sur les sorties HS (horizontale) et VS (verticale). La sortie CUR signale la présence du curseur à la logique vidéo tandis que DE (Display Enable) interdit la génération des signaux vidéo hors des périodes où il y a réellement des caractères à afficher (bords de l'écran et retours lignes et trames). L'entrée LPSTB permet de connecter un light pen qui sera directement opérationnel dès lors que quelqu'un voudra bien en écrire le logiciel d'exploitation...

La RAM de visualisation est organisée autour de RAM 1 et RAM 3 tandis que RAM 2 et RAM 4 sont leurs RAM d'attributs associées. Les lignes d'adresses et de données de RAM 1 et RAM 3 sont reliées ; la sélection d'un boîtier ou de l'autre se faisant grâce à la patte CS (Chip Select) de ces mémoires. Les RAM utilisées sont des RAM statiques de 2 K-mots de 8 bits ou 8 K-mots de 8 bits selon la résolution désirée ; des mini-interrupteurs S_0 à S_4 permettant de sélectionner l'une ou l'autre taille mémoire.

Les quatre 157 placés sous les mémoires constituent les multiplexeurs d'adresses du synoptique de la figure 2. Ils sont commandés par une des lignes de la 7611 afin que le microprocesseur soit prioritaire sur le CRTC lors des accès mémoire. Compte tenu de la programmation de la 7611, la RAM d'écran occupe de 0000 à 1FFF en version 2 fois 2 K-octets ou de 0000 à 3FFF en version 2 fois 8 K-octets.

Les RAM d'attributs quant à elles sont bien évidemment du même type que les RAM d'écran puisqu'il doit y avoir un attribut par caractère et leurs lignes d'adresses sont reliées à celles des RAM d'écran puisque chaque attribut doit se trouver à la même adresse que le caractère qu'il concerne pour que la logique de génération vidéo puisse exploiter celui-ci au bon moment. Les données sont, par contre, reliées aux sorties du 74541 placé en amplificateur sur PA1 à PA7 et CA2.

Les sorties de données des RAM d'écran arrivent sur un latch (74 374) d'où elles vont sur la ROM génératrice de caractères. Par rapport à IVG09, il n'y a plus ici qu'une seule mémoire qui regroupe les anciens GCG et GCA et qui, de plus, regroupe les versions normale et accentuée de ces générateurs. Cette mémoire est, de ce fait, une UVPROM 8 K-octets de type 2764. Au-dessus de celle-ci se trouve la RAM génératrice de caractères montée exactement comme schématisé sur le synoptique de la figure 2. Cette RAM est une 2 K-octets puisqu'elle n'est utile qu'en mode alphanumérique et qu'il est inutile de lui prévoir une taille supérieure compte tenu des jeux de caractères déjà disponibles dans la ROM. Les 74157 qui sont à sa gauche commutent ses lignes d'adresses sur le bus du microprocesseur lorsque celui-ci veut écrire ou lire cette mémoire, ou sur les sorties du 6845 et des latches lorsqu'elle est utilisée en générateur de caractères. C'est, ici aussi, la 7611 qui décode l'adresse de cette mémoire et qui commute en conséquence les 74157 ; mémoire qui est placée de 4800 à 4FFF.

Les sorties de la ROM ou de cette RAM arrivent sur un 74166 qui est un registre à décalage recevant d'autre part l'horloge « point » à 16 MHz en mode alphanumérique et à 12 MHz en mode graphique. Il produit un signal vidéo que l'on peut qualifier de noir et blanc auquel sont ajoutés les informations de présence du curseur et de clignotement éventuel grâce aux portes qui le suivent. Il commande alors un 74157 recevant sur ses entrées les bits d'attributs de couleurs de caractères et de couleur de fond ; 74157 qui délivre donc sur ses sorties les trois signaux fondamentaux R, V, B pouvant être dosés individuellement par des potentiomètres.

Le signal de synchro quant à lui est fourni par un 7406 qui additionne et inverse HS et VS en provenance du 6845. Les résistances facultatives R_1, R_2 et R_3 permettent, en application monochrome, d'additionner R, V, B et la synchro pour former un signal vidéo composite traditionnel mais proposant tout de même huit niveaux de gris.

Les diverses bascules D regroupées dans 2 circuits 74374 se trouvant sur le passage des bits d'attributs retardent ceux-ci de façon identique au retard subi par le caractère auquel ils sont associés, du fait du passage de ce dernier dans le latch et le générateur de caractères.

L'oscillateur d'horloge point, cauchemar de certains réalisateurs de la carte IVG 09, est ici constitué par un double oscillateur intégré type 74LS629 qui est d'un fonctionnement absolument sûr ; son démarrage est, par ailleurs, toujours assuré quelles que soient les circonstances. Aucune commutation n'existe au niveau de cet oscillateur ; chaque moitié oscille sur une fréquence propre et l'on inhibe l'une ou l'autre selon que l'on fonctionne en graphique ou en alphanumérique.

Nous en resterons là de cette analyse pour l'instant ; les particularités que nous avons volontairement laissées

dans l'ombre étant expliquées au moment de la description du mode d'emploi de la carte (car il en faut un, vu toutes ses possibilités). Nous allons maintenant consacrer quelques lignes aux composants à approvisionner selon la version que vous souhaitez réaliser.

Composants et versions

Pour vous faciliter la tâche, nous avons réalisé plusieurs tableaux. Le premier correspond au minimum nécessaire pour pouvoir espérer faire fonctionner la carte, et les différentes possibilités d'équipement sont présentées sur des tableaux qui le complètent comme nous allons le voir ; mais, en tout état de cause, il vous faut acheter ce qui est contenu dans le tableau de la figure 5.

Tous les composants figurant dans ce tableau sont classiques. Le quartz 16 MHz est disponible chez Facim ainsi que le circuit imprimé double face à trous métallisés avec vernis épargne. Le générateur de caractères en ROM, appelé GCGX (X pour exceptionnel ?) est également disponible prêt à l'emploi chez Facim sous forme d'une 2764 convenablement programmé ; il en est de même de la 7611 de décodage d'adresse référencée DECAGC. Si vous êtes équipé, vous pouvez toutefois la programmer vous-même en utilisant le tableau de la figure 4.

Le seul circuit TTL qui peut vous poser des problèmes est l'oscillateur 74LS629 qui peut éventuellement être remplacé par son prédécesseur plus ancien et moins performant, le 74LS124 (ces deux circuits sont pin for pin compatibles).

Comme pour toutes nos autres cartes, les amplis de bus de données sont des 74LS245 ou 74LS645 si votre carte CPU09 est équipée de circuits de ce type, et des 74LS640 si votre CPU09 utilise des 74LS640.

Malgré le léger surcroît de prix que cela implique, nous vous recommandons de monter tous les composants sur supports ; pour cela nous avons indiqué dans chaque tableau le nombre nécessaire. Ne totalisez pas ces chiffres pour les comparer au schéma théorique car certains boîtiers de 7400 ou 7408 sont incomplètement utilisés afin de faciliter le dessin du circuit imprimé ; vous trouveriez alors plus de supports dans les tableaux que sur le schéma.

Vu l'évolution du marché et le nombre de composants de cette carte, nous vous recommandons fortement de n'y utiliser que des circuits TTL LS, sauf pour le 7406 qui n'existe qu'en version normale.

A ce tableau de base, il faut impérativement ajouter le contenu du tableau de la figure 6 qui correspond à l'équipement de la carte en basse résolution (analogue à la carte IVG 09) ou le contenu du tableau de la figure 7 qui correspond à l'équipement haute résolution (512 par 256 points).

Le tableau de la figure 6 n'appelle pas de commentaire, les mémoires RAM y figurant étant des classiques du genre ; de plus notre carte AGC 09 peut admettre tous les modèles du marché actuel en boîtier 24 pattes au brochage normalisé. Le quartz 6 MHz n'est nécessaire que si vous voulez utiliser la carte en mode graphique et, si tel est le cas, c'est une fréquence standard que tous les revendeurs ont en stock.

Pour ce qui est du tableau de la figure 7, c'est un peu différent ; en effet, il est fait appel à des mémoires statiques de 8 K-mots de 8 bits (encore inexistantes il y a un an) en boîtier 28 pattes. Ces mémoires vont être produites dans quelque temps par tous les grands fabricants mais, pour l'instant, elles ne sont

Adresse	Contenu	Fonction
00 à 3 F	7	Adressage RAM d'écran
40	D	Adressage PIA (6821)
41	E	Adressage CRTC (6845)
42 à 47	F	Néant
48 à 4 F	B	Adressage RAM génératrice caractères
50 à FF	F	Néant

Fig. 4. – Contenu de la PROM de décodage d'adresses.

Nombre	Types
1	MC 6845 ou EF 6845
1	MC 6821 ou 6820 ou EF 6821 ou EF 6820
2	74LS 645 ou 74LS 245 (si 74LS 645 ou 245 sur CPU09)
2	74LS 640 (si 74LS 640 sur CPU09)
1	74LS 629 ou éventuellement 74LS 124
4	74LS 541
3	74LS 374
1	74LS 166
1	74LS 163
5	74LS 157
1	74LS 86
1	74LS 74
1	74LS 10
2	74LS 08
1	7406
1	74LS 02
2	74LS 00
2	NE 555 ou LM 555
1	ROM GCGX (2764 programmée)
1	quartz 16 MHz
11	Résistances 1/4 W 5 %, 1 × 560 kΩ, 1 × 270 kΩ, 1 × 5,6 kΩ, 2 × 4,7 kΩ, 4 × 3,9 kΩ, 1 × 2,7 kΩ, 1 × 1 kΩ
4	Potentiomètres ajustables carbone au pas de 2,54 mm, verticaux de 1 kΩ
3	Condensateurs chimiques : 1 × 0,47 µF 10 V, 2 × 100 µF 10 V
3	Condensateurs polyester : 2 × 10 nF, 1 × 0,1 µF
1	ROM 7611 programmée (référence DECAGC chez Facim)
32	Condensateurs céramique multicouche de 22 nF (découplage)
2	Connecteurs pour câble plat, mâles, coudés, 50 contacts, pour circuits imprimés.
2	Connecteurs femelle à sertir sur câble plat, 50 contacts, pour connecteur mâle ci-avant
10 cm	de câble plat 50 points à sertir sur les connecteurs ci-avant
1	Connecteur pour câble plat, mâle, coudé 34 points (clavier)
37	Supports, 2 × 40, 5 × 28, 9 X 20, 10 × 16, 9 × 14, 2 × 8
1	Circuit imprimé AGC09
3	Mini-interrupteurs en boîtier DIL : 1 × 8, 1 × 4, 1 × 1

Fig. 5. – Le matériel indispensable.

disponibles facilement que chez Hitachi sous la référence indiquée. Leur prix, au moment où ces lignes sont écrites, c'est-à-dire au mois d'août, est encore d'environ 500 F le boîtier, mais il est évident que celui-ci va chuter très rapidement dès qu'elles vont devenir disponibles chez d'autres fabricants (ce qui sera peut-être déjà le cas lorsque vous lirez cet article). Devant la nouveauté de ces circuits et le manque de dynamisme de la majorité des revendeurs, nous avons demandé à Facim d'en tenir quelques boîtiers en stock. Le quartz 12 MHz, nécessaire pour une exploitation graphique de la carte, est également une fréquence standard mais comme il n'est pas très répandu, il est aussi disponible chez Facim.

Si, maintenant, vous souhaitez ajouter le générateur de caractères en RAM, il vous faut ajouter aux tableaux déjà vus le contenu de celui de la figure 8. Précisons que le générateur de caractères en RAM est indépendant de la version de carte réalisée et qu'il fonctionne aussi bien avec la version basse résolution qu'avec la version haute résolution.

La RAM 2 K qui y figure peut, comme dans le cas de la figure 6, être n'importe quelle RAM 2 K en boîtier 24 pattes au brochage normalisé.

En résumé, pour vous constituer une carte AGC 09 en état de marche, il vous faut approvisionner :

– Le contenu du tableau 5 plus le contenu du tableau 6 pour la version basse résolution, équivalent d'IVG 09.

– Le contenu du tableau 5 plus le contenu du tableau 7 pour la version haute résolution.

A cela, il faut ajouter le contenu du tableau 8 si vous voulez bénéficier du générateur de caractères en RAM.

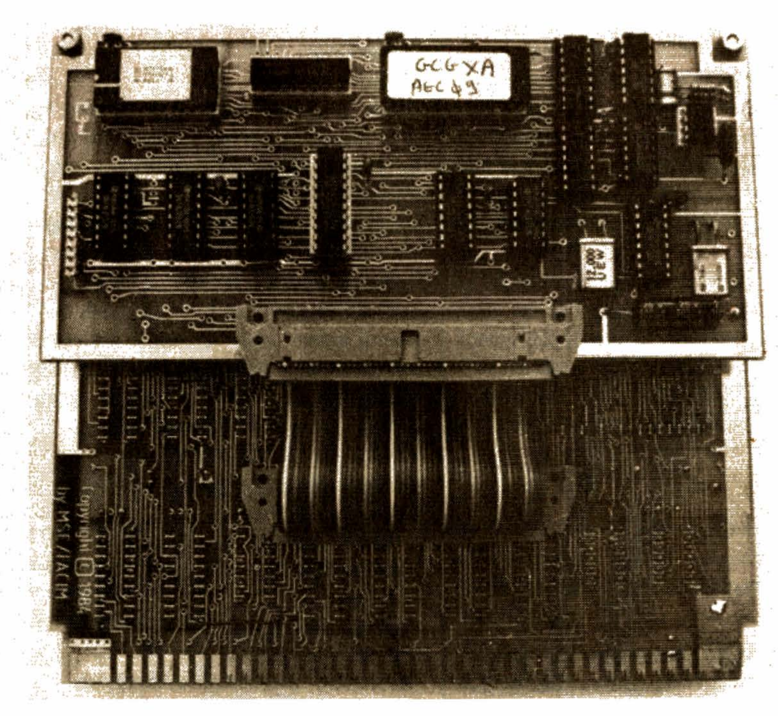


Photo 2. – La carte AGC 09 côté cuivre équipée du générateur de caractères en RAM.

Nombre	Types
4	MK 4802, TMM 2016, HM 6116, D146... RAM 2 k × 8 bits boîtier 24 pattes, brochage normalisé
1	Quartz 6 MHz

Fig. 6. – Nomenclature complémentaire pour la version basse résolution.

Nombre	Types
4	HM 6264-15 Hitachi ou équivalentes, RAM 8 K mots de 8 bits, boîtier 28 pattes, brochage normalisé
1	Quartz 12 MHz
2	74LS 157

Fig. 7. – Nomenclature complémentaire pour la version haute résolution.

Nombres	Types
1	MK 4802, TMM 2016, HM 6116, D164... RAM 2 K × 8 bits, boîtier 24 pattes, brochage normalisé
1	74LS 645 ou 74LS 245 (si 74645 ou 74245 sur CPU09)
1	74LS 640 (si 74LS 640 sur CPU09)
1	74LS 541
3	74LS 157
6	Supports : 1 × 24, 2 × 20, 3 × 16

Fig. 8. – Nomenclature des composants de l'option générateur de caractères en RAM.

Conclusion

Nous en resterons là pour ce numéro, la réalisation complète de la carte faisant l'objet de notre prochain article dans lequel nous décrirons également son mode d'emploi ainsi que les tableaux d'initialisation du 6845 pour les divers modes de fonctionnement car cela pose, semble-t-il, des problèmes à nombre d'entre vous. Nous reprendrons ensuite le cours de nos descriptions de logiciels, interrompu en raison de l'urgence de la description de cette carte que vous étiez très nombreux à attendre.

C. TAVERNIER

HAUT-PARLEURS

ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

(Suite voir N° 1708)

Membrane et suspension

Pratiquement, en dehors de l'intérêt qu'offre la connaissance des paramètres de modélisation pour prévoir grossièrement la réponse acoustique et le rendement énergétique, il faut retenir que c'est la technologie de l'élément rayonnant qui conditionne la qualité d'écoute. A ce titre, les caractéristiques de la membrane doivent répondre à des critères tels que :

– légèreté pour diminuer l'inertie (indispensable pour une bonne restitution des régimes transitoires) et améliorer le rendement ;

– rigidité pour rejeter en haute fréquence les modes de vibration parasites ;

– forme optimisée pour pallier un manque de rigidité (profil conique ou exponentiel, dôme hémisphérique), mais aussi pour mieux contrôler la directivité aux fréquences élevées.

Les premiers haut-parleurs ont été classiquement munis de diaphragmes coniques dont l'angle d'ouverture était choisi par compromis entre :

– grande rigidité pour obtenir un fonctionnement en piston (avantage du cône fermé aux basses fréquences) ;

– directivité peu accusée (avantage au cône très ouvert).

A l'époque où les ensembles reproducteurs étaient utilisés en solo pour l'ensemble du spectre, un bon compromis a consisté à recourir :

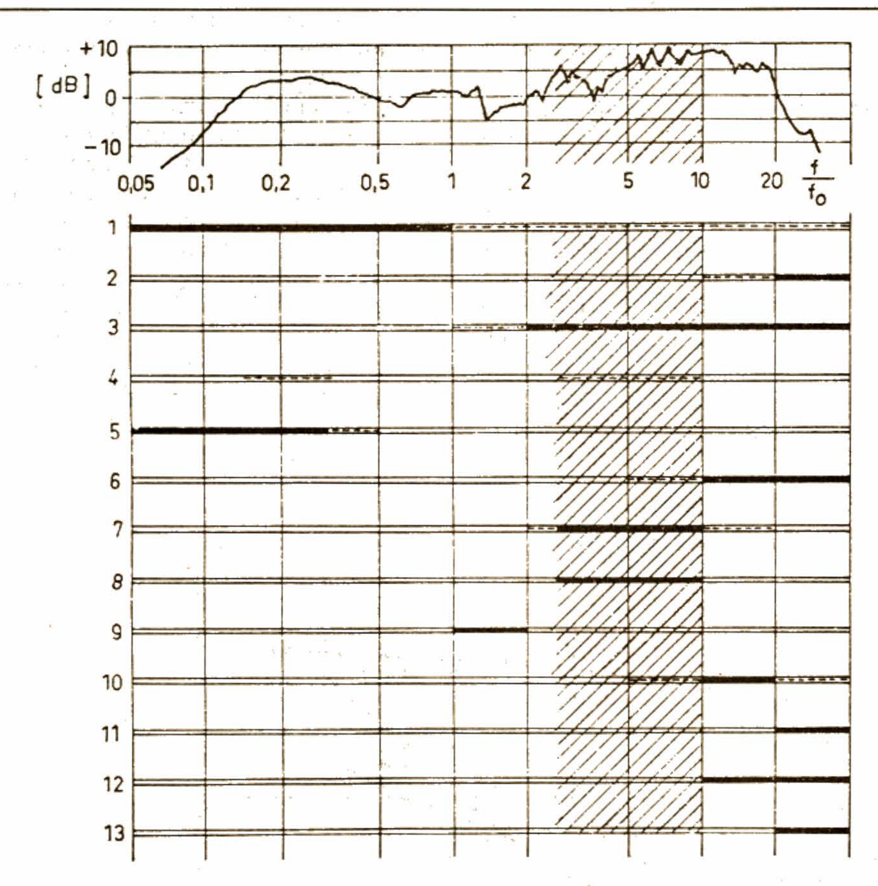


Fig. 28. – Influence des paramètres de fabrication d'un haut-parleur électrodynamique (d'après « Tesla Electronics ») :
$f/f_0 = f/(c/\pi d)$
c = 340 m/s ; d, diamètre, en m.

1) Dimension et forme de l'écran.
2) Profondeur du cône.
3) Densité du matériau constituant la membrane.
4) Amortissement pneumatique.
5) Amortissement magnétique.
6) Inductance de la bobine mobile.
7) Frictions internes de la membrane.
8) Résonances sur modes partiels de la membrane.
9) Réflexions sur la suspension périphérique.
10) Forme de la membrane.
11) Masse de la bobine mobile.
12) Rigidité de la partie centrale du cône.
13) Rigidité de la liaison bobine-membrane.

– soit à un diaphragme elliptique dont la directivité est peu accusée dans le plan contenant le petit axe de l'ellipse ;

– soit à un profil courbe (exponentiel par exemple) conciliant rigidité et faible directivité.

C'est dans les années 1960 qu'on commença à appliquer à la grande série cette technique de pressage de membrane exponentielle avec la gamme des haut-parleurs SEM qui avait préalablement bénéficié d'une étude de la composition chimique des pâtes à papier conciliant légèreté et rigidité. C'est avec ce type de haut-parleur à large bande que les pionniers de la haute fidélité découvrirent les vertus de la modulation de fréquence. Même pour un haut-parleur classique, il est pratiquement impossible de dresser la liste des paramètres qui contrôlent réellement les performances d'un diaphragme.

Une tentative due à Antonin Milcak [10] est concrétisée par la figure 28 qui montre, dans une échelle de fréquence normée, les zones d'influence de 13 paramètres de réalisation relatifs à un haut-parleur classique à cône de 20 cm de diamètre.

On note qu'un tel modèle, monté sur écran normalisé (cf. Publication 268/5 - CEI 1972), couvre environ huit octaves, avec une réponse assez régulière sur trois octaves. Pour f/f_o = 1,5 – valeur correspondant à 700 Hz environ – apparaît un premier accident dit « périphérique » (pic suivi d'un creux), parce que dû à la mise en résonance du système de suspension. A partir de $f/f_o = 3$ apparaissent des irrégularités dues à des résonances partielles du diaphragme qui a cessé de vibrer en piston rigide. Ce type de défaut est parfaitement illustré par le tracé de profils calculés d'une membrane soumise à une force sinusoïdale appliquée en son centre (fig. 29) et qui font apparaître des cercles nodaux passant par les points d'intersection N, N' et N''.

En revenant à la figure 28, au-delà de $f/f_o = 10$, on identifie mal les causes de non-linéarité où interviennent l'amortissement des ondes de flexion, l'émission secondaire par les éléments de suspension, les effets de focalisation au voisinage de la bobine mobile, etc., tous éléments qui ne sont contrôlables que par l'expérience, aidée il est vrai depuis quelques années par les techniques holographiques. Ces techniques interférométriques exploitant un laser ont en effet confirmé ce que les hommes de métier connaissaient depuis fort longtemps, à savoir que toute membrane mince se fractionne. Ce phénomène d'apparition de modes de flexion et torsion combinés est schématiquement illustré par les dessins de la figure 30, où les fréquences correspondant à des modes à symétrie axiale (940 Hz - 1 100 Hz - 2 800 Hz - 3 800 Hz) peuvent être évaluées au moyen des formules

$$f_1 = \frac{0,55}{2 \pi R} v ;$$

$$f_2 = 1,23 f_1 ; f_3 = 1,23 f_2 \qquad [11]$$

(R = rayon de la membrane en m ; v = vitesse de propagation dans le matériau).

Tout récemment, la technique holographique, qui sera décrite en détail au chapitre des mesures, a révélé que ces modes dépendaient de l'amplitude vibratoire, donc du niveau acoustique, confirmant, ce dont personne jusque-là n'était vraiment très sûr, qu'un haut-parleur était loin d'être assimilable à un transformateur linéaire.

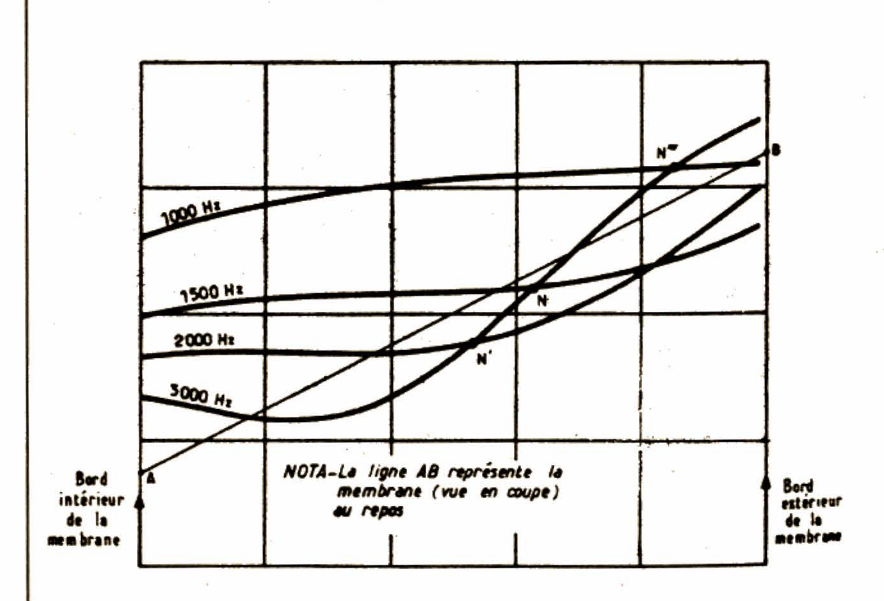


Fig. 29. – Profils calculés d'une membrane de 36 cm pour différentes fréquences où l'on fait intervenir la vitesse de propagation dans le matériau et le coefficient d'élasticité (courbes aimablement communiquées par la société Cabasse).

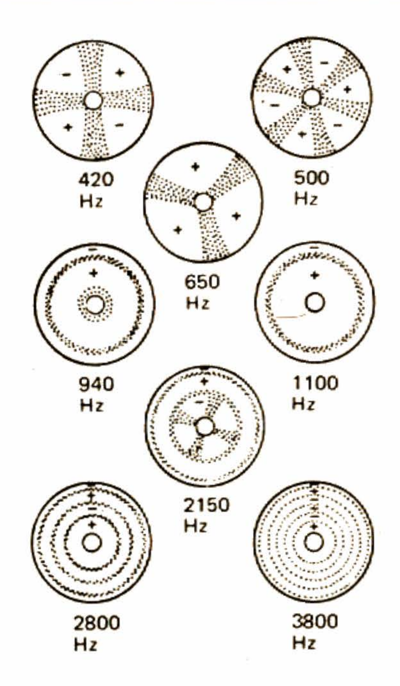


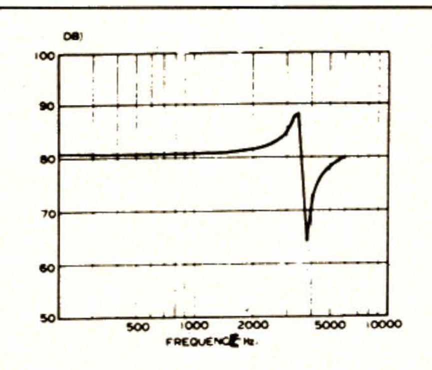
Fig. 30. – Illustration du phénomène de « fractionnement » d'une membrane conique (diamètre : 21 cm). Les signes (+) et (–) indiquent les signes des amplitudes et donc les oppositions de phase.

Voilà qui explique ce timbre si changeant avec le niveau de certains haut-parleurs et sans doute l'inaptitude apparente de certaines grandes membranes à plaire aux bas niveaux d'écoute ! C'est dire avec quelle prudence il convient d'évoquer aujourd'hui les théories classiques de la mécanique vibratoire des plaques, lesquelles tentent de corroborer les figures de Chladni [12] ; la principale difficulté tenant au caractère dispersif de la plupart des matériaux utilisés (à commencer par le papier qui peut être le siège d'ondes de surface dont la vitesse de propagation peut aller de 200 m/s à 2 000 m/s dans la gamme audible).

Ceci ne doit cependant pas freiner les tentatives pour mieux simuler le comportement réel d'une membrane qui n'est strictement assimilable à aucun des modèles étudiés par Rayleigh, Crandall et Lamb [2] (plaque encastrée ou libre), en raison même des non-linéarités introduites par les suspensions.

Assez récemment, la méthode d'analyse dite « des éléments finis », utilisée pour le calcul des structures telles qu'on en rencontre dans l'industrie navale, en aéronautique ou en aérospatiale (plaques minces et coques) a été appliquée au domaine des diaphragmes de haut-parleurs. Cette méthode de calcul numérique, qui consiste à déterminer les déplacements en un nombre limité de points d'une structure, connaissant les forces appliquées, ramène le système d'équation aux dérivées partielles à un système matriciel dont la manipulation numérique n'est accessible qu'aux gros ordinateurs.

C'est ainsi que certains programmes mis au point par la NASA ont pu être adaptés au calcul des diaphrag-



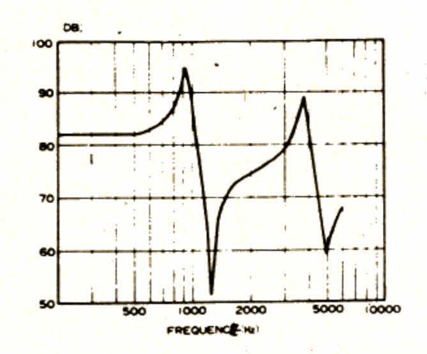


Fig. 32. – Réponses amplitude/fréquence comparées d'un diaphragme circulaire plan (diamètre : 32 cm) :
a) Attaque sur ligne nodale (1er mode). – b) Attaque au voisinage du centre. (Document Technics.)

0.7590 kHz 1.284 kHz 1.748 kHz 2.878 kHz 3.040 kHz 4.673 kHz 4.850 kHz 5.109 kHz

Fig. 31 a

0.6059 kHz 0.8739 kHz 1.105 kHz 1.550 kHz 2.719 kHz 2.807 kHz 3.025 kHz 3.424 kHz

Fig. 31 b

Fig. 31. – Représentation par la méthode des éléments finis des premiers modes de vibration d'un diaphragme circulaire libre (diamètre : 30 cm) et d'un diaphragme plan carré libre (diagonale : 25 cm). (Document Technics.)

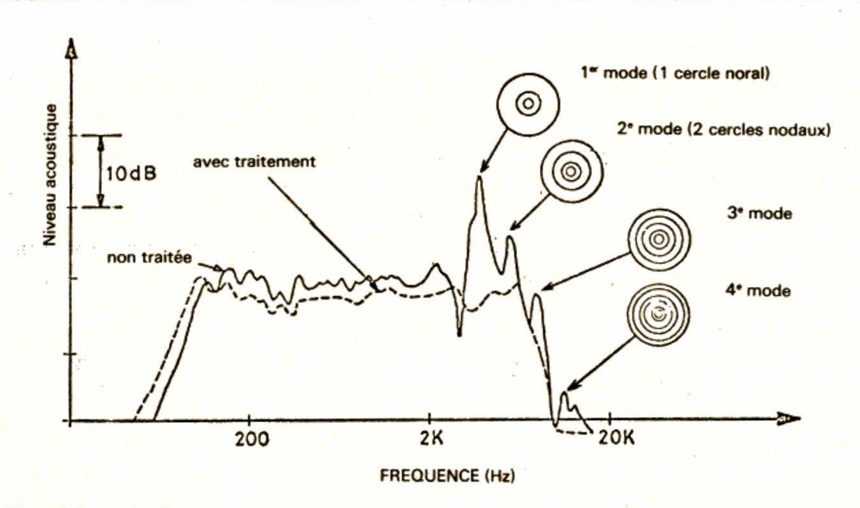


Fig. 33. – Influence du traitement d'une membrane en présence de modes de flexion à symétrie axiale identifiés par des hologrammes (Rank-Wharfedale).

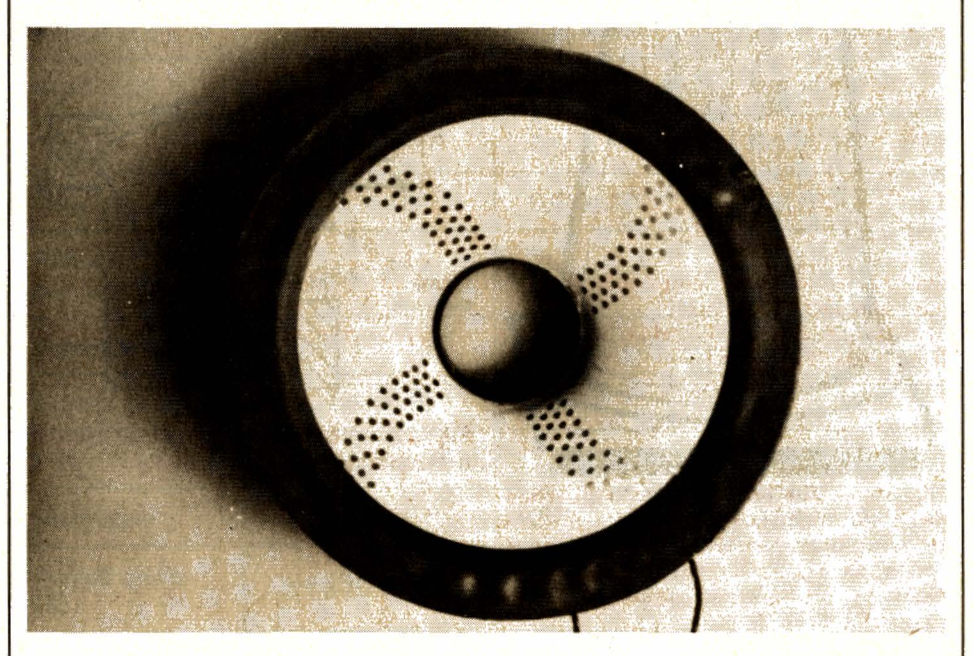


Fig. 34. – Membrane de haut-parleur médial traitée contre les modes de flexion (Rank-Wharfedale).

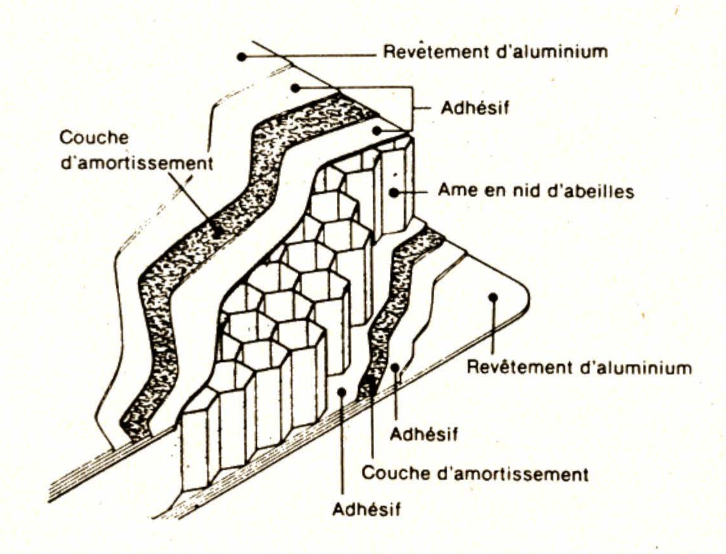


Fig. 35. – Structure de membrane plane à matériau composite (Sony 1980).

mes (programmes dérivés du NASTRAN), soit pour optimiser la structure des diaphragmes plans, soit pour choisir les points d'attaque à partir de l'élément moteur (lequel peut être distribué).

Les exemples qui suivent illustrent la portée considérable de ces nouvelles méthodes qui rendent complètement anachronique les méthodes d'examen visuels par poudre de lycopode ou sable fin.

Dans la figure 31, on voit les résultats théoriques obtenus avec des plaques minces circulaires ou rectangulaires, qu'on peut rapprocher des examens holographiques déjà mentionnés. La figure 32 montre l'effet calculé sur la réponse en fréquence du choix des points d'attaque d'un disque circulaire : on note qu'en adoptant un diamètre de bobine mobile coïncidant avec le premier diamètre nodal, on repousse l'accident d'amplitude de deux octaves environ.

Dans cette analyse, on constate que si le diamètre de la bobine mobile est fixe, l'augmentation du diamètre de la calotte antipoussière entraîne une diminution de la fréquence de résonance haute. Si le diamètre de la calotte est fixe, l'augmentation du diamètre de la bobine entraîne également la diminution de la fréquence haute de résonance ; de plus, le niveau d'amplitude correspondant baisse largement. On constate enfin que, à part cette variation de fréquence, aucune autre variation n'est engendrée, ce qui est en accord avec les résultats expérimentaux.

Le choix des formes et des matériaux est finalement guidé par la recherche d'une rigidité maximale qui s'oppose à l'apparition de déformations de flexion, par des traitement de surface qui en atténuent les effets (voir fig. 33). A cet égard, la solution Leak-Wharfedale consistant à percer les membranes aux endroits de contraintes maximales, puis à reboucher les trous par un vernis incolore visqueux, mérite d'être signalée (fig. 34).

Pour les formes, ceci est obtenu par des profils coniques peu ouverts, éventuellement renforcés par des rainures radiales – par des profils curvilignes le plus souvent exponentiels, voire par des contours asymétriques

ou des bossages inspirés du modèle RCA LCLA (1953). Des nervures concentriques (corrugations) permettent dans les grands haut-parleurs de diminuer la vitesse de propagation entre le point d'attaque et le point d'attache périphérique.

Pour les matériaux, D.A. Barlow [13] a indiqué qu'il convenait de rendre le terme E/ρ^3 maximum (E = module de Young du matériau et ρ sa masse spécifique) ; ce qui revient du reste à rechercher une vitesse de propagation longitudinale élevée, tout en neutralisant les effets de surtension. Ceci justifie l'adoption de matériaux composites où l'on cherche à associer un matériau à grande rigidité à un autre matériau à faible surtension (cf. tableau IV).

Pour certains modèles destinés à la Haute Fidélité ou à la reproduction sonore de très grande puissance, on a recours :

– soit à un métal pur (Altec, Emi, Hitachi, Jordan Watts) ;

– soit à un métal poreux + contre-couche d'aluminium (Fisher) ;

– soit à des structures composites en nid d'abeilles (Technics, Sony) qui permettent la réalisation de membranes plates de grandes dimensions (fig. 35) avec une rigidité à la flexion de 500 à 1 000 fois plus grande que les complexes papier-cellulose.

Dans la majorité des cas, il est encore fait appel à une pulpe de cellulose dont la composition varie avec chaque fabrication, généralement traitée en surface par un vernis plastique (époxyde+flexibilisateur ou silicone, plastifiant dilué comme dibutylphtalate), sinon par flockage ou par enduction de tissu.

Pour choisir à bon escient un vernis pour traitement d'une membrane de haut-parleur, il faut connaître la nature exacte du défaut qu'on souhaite éliminer. Les fabricants de haut-parleurs se livrent à de multiples essais dont ils prennent bien garde de livrer les secrets. En tout état de cause, il faut choisir un produit dont l'impédance mécanique ne s'écarte pas trop de celle du matériau à recouvrir.

Si on cherche essentiellement à augmenter la rigidité de la membrane

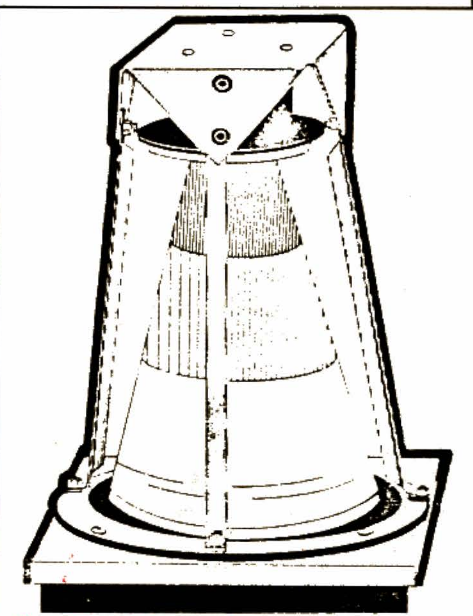


Fig. 36. – Vue schématique d'un tronc de cône traité comme une ligne de transmission constituée de plusieurs zones contiguës en titane, en aluminium et en matière plastique (Ohm Acoustics Corp).

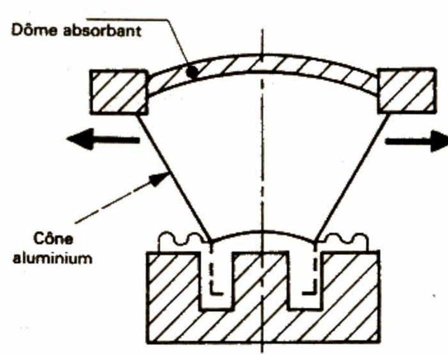


Fig. 37. – Haut-parleur à rayonnement horizontal spécialisé dans l'aigu.

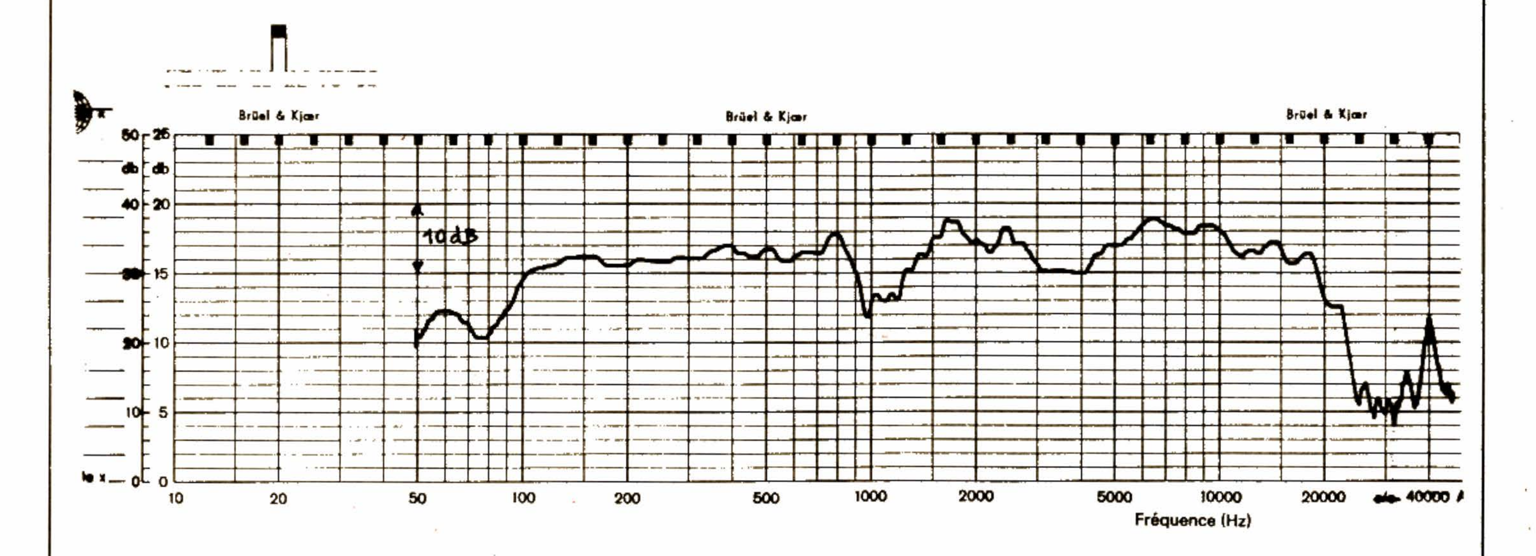


Fig. 38. – Exemple de réponse affectée d'un accident périphérique montrant une interférence, entre 900 Hz et 1 500 Hz, des ondes émises par la membrane et par la suspension périphérique d'un haut-parleur de 17 cm.

pour en éviter le fractionnement, on doit appliquer un film plastique qui reste souple au cours du vieillissement (sans craquelures ni déformations de la surface enduite).

Le meilleur procédé d'application paraît être la pulvérisation (bombe aérosol) de façon à doser régulièrement l'épaisseur du film. Le « nec plus ultra » reste évidemment de suivre les progrès apportés par un tel traitement par mesures en chambre anéchoïde (réponse amplitude/fréquence pour l'essentiel).

Le recours à des matériaux plastiques à base de polyéthylène et de butyl (bextrène) est de plus en plus fréquent : il simplifie la fabrication par thermoformage et améliore l'homogénéité des caractéristiques de fabrication. Ce type de matériau résiste bien aux températures élevées et à l'humidité.

Tout récemment, quelques fabricants ont commencé à s'intéresser à la fibre de carbone réputée en aéronautique pour ses qualités mécani-

	Module de Young E (N/m^2)	Densité ρ (kg/m^3)	Vitesse v (mode compression/extension) (m/s) (1)	Facteur de perte tg $\delta = 1/Q$	Facteur de surtension Q	Réf.
Composite	$7{,}0 \times 10^{10}$	$1{,}8 \times 10^3$	$6{,}2 \times 10^3$	0,05	20	A.E.S.
Aluminium	$7{,}0 \times 10^{10}$	$2{,}7 \times 10^3$	$5{,}1 \times 10^3$	0,002	500	
Titane	$11{,}0 \times 10^{10}$	$4{,}5 \times 10^3$	$4{,}9 \times 10^3$	0,002	500	
Cône papier	$0{,}2 \times 10^{10}$	$0{,}5 \times 10^3$	$2{,}0 \times 10^3$	0,05	20	
Fibres de cellulose	$0{,}064 \times 10^{10}$	$0{,}7 \times 10^3$	$0{,}954 \times 10^3$	0,14	7,08	LABORATOIRE ENI (Besançon)
Polyester	$0{,}451 \times 10^{10}$	$1{,}83 \times 10^3$	$1{,}57 \times 10^3$	0,05	19,9	
Nylon	$0{,}205 \times 10^{10}$	$1{,}09 \times 10^3$	$1{,}37 \times 10^3$	0,11	8,9	
PVC	$0{,}345 \times 10^{10}$	$1{,}4 \times 10^3$	$1{,}57 \times 10^3$	0,056	17,8	
Aluminium	$7{,}0 \times 10^{10}$	$2{,}7 \times 10^3$	$5{,}129 \times 10^3$	0,033	30	
Polyéthylène BD	$0{,}0675 \times 10^{10}$	$0{,}91 \times 10^3$	$0{,}860 \times 10^3$	0,08	12	AUDAX & HARWOOD
Polyéthylène MD	$0{,}105 \times 10^{10}$	$0{,}94 \times 10^3$	$1{,}056 \times 10^3$	0,10	10,5	
Polyéthylène HD	$0{,}198 \times 10^{10}$	$0{,}95 \times 10^3$	$1{,}444 \times 10^3$	0,06	17	
P.P.(4)	$0{,}155 \times 10^{10}$	$0{,}89 \times 10^3$	$1{,}319 \times 10^3$	0,09	11,0	
Polystyrène	$0{,}19 \times 10^{10}$	$0{,}99 \times 10^3$	$1{,}385 \times 10^3$	0,03	31	
Polystyrène (2) plastiflex	$0{,}19 \times 10^{10}$	$1{,}30 \times 10^3$	$1{,}21 \times 10^3$	0,11	9,0	
PV F2(3)	$0{,}35 \times 10^{10}$	$1{,}85 \times 10^3$	$2{,}2 \times 10^3$	0,33	3	
Bextrène noir	$0{,}23 \times 10^{10}$	$1{,}04 \times 10^3$	$1{,}51 \times 10^3$	0,014	71	KEF
Bextrène blanc	''	$1{,}063 \times 10^3$				

(1) $v = \sqrt{E/P}$
(2) Bextrène
(3) polyfluore de vinylidène (film piézoélectrique - fabr. TH-CSF)
(4) polypropylène

Tableau IV. – Caractéristiques de matériaux pour membranes.

ques alliées à une faible densité (ρ = 1,9), mais des difficultés apparaissent en fabrication pour l'orientation convenable des fibres associées à la pulpe de cellulose classique.

Notons enfin, comme variante perfectionnée du haut-parleur conique classique, un diaphragme fonctionnant non plus en piston, mais comme une ligne de transmission adaptée dans laquelle la vitesse de propagation est ralentie de façon que l'onde sonore engendrée se déplace radialement dans l'air à la même vitesse que l'onde élastique dans le cône (brevet Walsh de 1969). On obtient ainsi une cohérence entre les deux ondes avec, comme résultat bénéfique, une réduction de masse effective, réduite à la masse seule de la bobine mobile excitatrice (fig. 36). Le même principe peut s'appliquer à un haut-parleur d'aigu à membrane en aluminium plastifié à caractéristique de rayonnement omnidirectionnel (fig. 37).

En matière de suspension périphérique, après avoir abandonné le feutre, le tissu ou le cuir, initialement réservés aux modèles soignés, au profit du papier (faisant partie intégrante de la membrane), les fabricants sont revenus à des matières souples, tout au moins pour les éléments graves (butyl; tissu imprégné, chlorure de polyvinyle plastifié, mousse de polyuréthane). Une grande attention est désormais portée à la forme et en particulier à la concavité de l'anneau, qui ne doit pas créer d'émissions secondaires parasites, tout en minimisant les réflexions sur le bord du saladier.

Pour un haut-parleur de 17 cm de diamètre dont la surface utile de membrane fait environ 160 cm^2, il est courant que l'anneau de suspension périphérique représente près de 40 % de cette surface. Un tel rapport est éminemment défavorable, mais est nécessaire pour assurer une bonne linéarité de conversion électromécanique aux basses fréquences. Il en résulte toujours un risque d'interférence dans la plage de fréquences où se produit une résonance accompagnée d'un déphasage de 180° par rapport à l'émission de la membrane. Lorsque cet accident périphérique s'étale sur plus d'un tiers d'octave, comme le montre la figure 38, il peut en résulter un déséquilibre tonal particulièrement gênant pour la restitution de la parole. Ce risque est moins grand avec les haut-parleurs de grand diamètre, compte tenu de la faible surface relative de l'anneau périphérique.

Pour les haut-parleurs de grandes séries, on en reste au pourtour gaufré prolongeant le diaphragme, traité par un produit visqueux pour amortir les réflexions.

Une solution originale, due au Japonais Kawamura, consiste à adopter une structure métallique plissée qui améliore la linéarité et réduit les pertes par frottement.

La suspension interne, dite spider, utilisée pour le centrage de la bobine mobile, connaît aujourd'hui peu de variantes au modèle classique en nylon gaufré visible sur la figure 39.

(A suivre)

P. LOYEZ



Fig. 39. – Haut-parleur de 13 cm à membrane. Bextrène, suspension externe en butyl et à large spider en nylon assurant à la fois grand débattement et référence inférieure à 35 Hz (réalisation Audax).



RÉALISEZ UN GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS LE LSG2

Il y a quelques mois (H.-P. n° 1656), nous vous proposions la réalisation d'un générateur de signaux logiques. Cet appareil permettait de faire varier le rapport cyclique d'un signal carré de 1 à 99 % grâce à un système digital, et ce sur la gamme de 0,1 à 1 000 Hz. 1 kHz étant une fréquence trop basse pour un certain nombre d'applications, nous avons repris le problème à zéro, et c'est ainsi qu'est né le LSG2.

I. Description du LSG2

A. Performances

Par rapport à son aîné, les performances du LSG2 ont été largement améliorées et font de cet appareil un outil très efficace dans le laboratoire :
– réglage de la fréquence de 0,1 Hz à 100 kHz ;
– sortie primaire directe et inversée avec rapport cyclique de 50 % ;
– sortie retardée de 10 µs à 10 s ;
– durée des impulsions réglable de 10 µs à 10 s ;
– sortie secondaire normale et inversée ;
– temps de montée des signaux : 25 ns ;
– sortance de chacune des sorties : 10 charges TTL ;
– sorties compatibles TTL ;
– alimentation sur secteur 220 V, consommation : 3 VA.

B. Principe de fonctionnement du LSG2

Le principal intérêt d'un générateur de signaux logiques tel que le LSG2 est de permettre l'obtention d'impulsions d'une durée réglable entre quelques microsecondes et plusieurs secondes à un rythme donné par une horloge précise. Pendant un cycle d'horloge, on peut retarder l'arrivée des impulsions et régler leur durée, ce qui permet la génération de signaux complexes. L'emploi du LSG2 est bien évidemment indissociable de celui d'un oscilloscope, dont il devient le complément quasi indispensable pour l'analyse de circuits logiques. C'est d'ailleurs la raison pour laquelle l'étalonnage des circuits du générateur d'impulsions n'a pas été très poussé, le réglage pouvant s'effectuer visuellement.

Le synoptique de la figure 1 vous montre comment a été conçu le LSG2. Le signal de base est fourni par une horloge basée sur un circuit NE 555, et la fréquence délivrée peut varier de 20 à 200 kHz. Le réglage s'effectue grâce à un commutateur associé à un réseau de résistances, et non par potentiomètre, ce qui aurait entraîné des problèmes d'étalonnage.

Une série de 5 décades divise autant de fois la fréquence du signal de base, et nous disposons de cette manière de signaux parfaitement synchrones dont la fréquence s'échelonne de 0,2 Hz à 200 kHz.

Les signaux sont ensuite reliés à un diviseur par 2 dont le but est de per-

mettre l'obtention, sur les sorties S_1, d'un signal dont le rapport cyclique est de 50 %. Nous obtenons donc ce signal sur S_1, son symétrique sur S_1, et sa fréquence varie de 0,1 Hz à 100 kHz.

Un premier monostable suit le diviseur par 2 et permet de retarder l'apparition du signal S_2 par rapport à S_1. Le décalage est bien entendu réglable, grâce à un commutateur et un potentiomètre entre 10 µs et 10 s, et ce sans trou sur toute la gamme. Le monostable utilisé est du type 74121, ce qui conduit à une très grande simplicité de mise en œuvre.

Un deuxième monostable suit le premier et permet le réglage de la durée du signal S_2 dans les mêmes proportions que le premier. Le signal S_2 est disponible en sortie de ce deuxième monostable et son symétrique sur S_2.

La présentation du LSG2 s'arrête ici, et vous pouvez constater qu'il s'agit d'un appareil dont le fonctionnement est assez simple. Cette simplicité se retrouve dans les schémas que nous vous proposons d'étudier à présent.

II. Etude des schémas

Compte tenu du nombre de circuits entrant dans la réalisation du LSG2, il nous était impossible de les représenter tous sur un seul et unique schéma. Aussi allons-nous les étudier séparément, ce qui est du reste plus efficace sur le plan pédagogique.

A. L'horloge

Le schéma de la figure 1 vous montre l'horloge, et force est de constater qu'il est d'une grande simplicité. L'horloge est bâtie autour du très célèbre 555, monté ici en astable. Le signal de sortie est pratiquement carré, et sa fréquence est déterminée par la relation indiquée sur le schéma. Cette formule est, en fait, purement théorique et ne tient pas compte de deux paramètres importants. D'abord, la charge reliée à la sortie perturbe la constante de temps du circuit. Par ailleurs, le NE 555 ne présente pas une linéarité parfaite

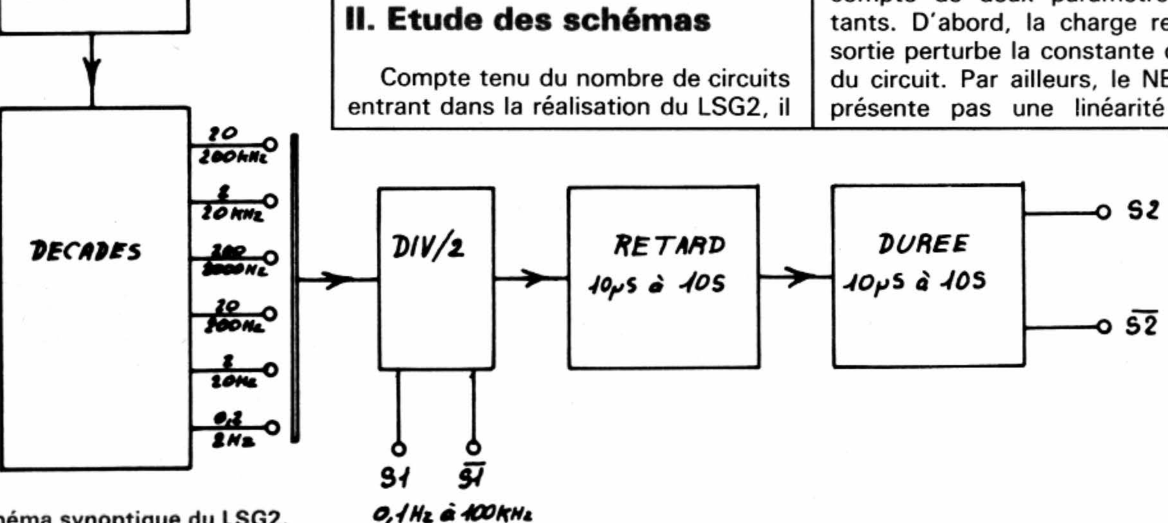


Fig. 1. – Schéma synoptique du LSG2.

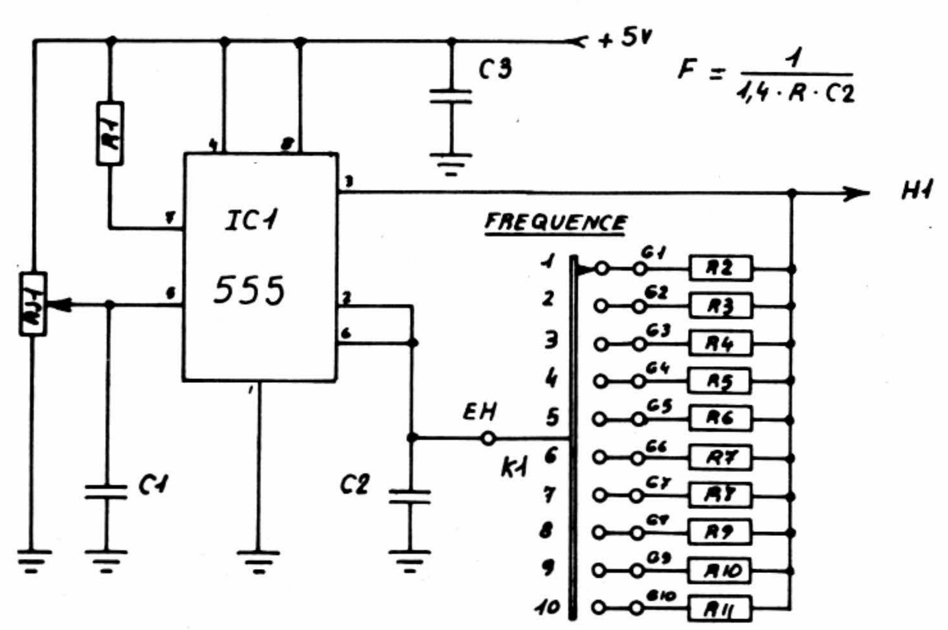


Fig. 2. – Schéma de principe de l'horloge.

pour toutes les valeurs de R et de C. Comme nous l'indiquions plus haut, le réglage de l'horloge s'effectue par commutation de résistances et non par un simple potentiomètre, ce qui nous permet un étalonnage plus précis. Afin d'approcher au mieux les valeurs théoriques des résistances et afin d'éviter l'emploi de coûteuses résistances de précision, nous avons à chaque fois monté deux 5 % classiques en parallèle, ce qui nous permet de serrer les tolérances à 5 % environ. A titre documentaire, nous vous donnons ci-après les valeurs idéales et approchées de R_2 à R_{11}.

L'ajustable AJ_1 permet la modification du seuil de déclenchement du 555 et, de ce fait, la fréquence de base du montage, permettant ainsi le réglage initial en fonction de C_2 dont la valeur théorique est de 1,5 nF.

Fréquence	Résistance	Val. théorique	Val. approchée	Ecart %
20 kHz	R_2	20 900	21 313	1,9
40 kHz	R_3	9 260	8 918	3,8
60 kHz	R_4	5 720	5 633	1,5
80 kHz	R_5	4 110	4 114	0,0
100 kHz	R_6	3 170	3 197	0,8
120 kHz	R_7	2 540	2 555	0,6
140 kHz	R_8	2 120	2 125	0,2
160 kHz	R_9	1 828	1 821	0,3
180 kHz	R_{10}	1 584	1 579	0,2
200 kHz	R_{11}	1 428	1 406	1,5

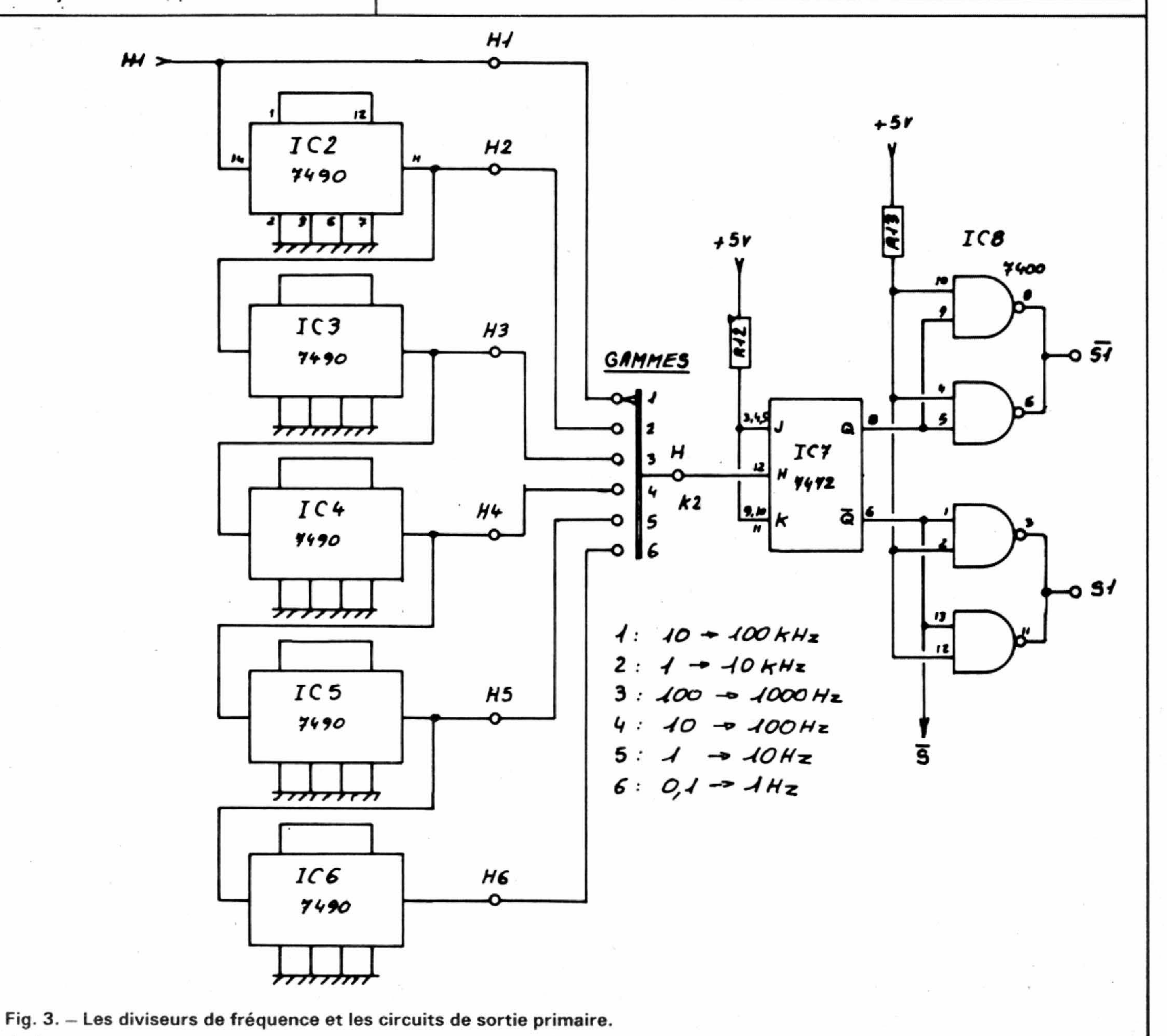


Fig. 3. – Les diviseurs de fréquence et les circuits de sortie primaire.

Le signal de sortie est disponible en H_1 et est d'une stabilité excellente.

B. Les décades et la sortie S_1

Cette partie du LSG2 est visible sur le schéma de la figure 3, qui brille, lui aussi, par sa simplicité.

La sortie H_1 est reliée à l'entrée d'un diviseur par 10 du type 7490, lui-même suivi de quatre autres diviseurs du même type, ce qui fait que nous obtenons aux points H_2 à H_6 un signal synchrone dont la fréquence est à chaque fois le dixième de la précédente. Le commutateur K_2 permet de sélectionner l'une des gammes, et le signal choisi est relié (point H) à l'entrée d'un diviseur par 2 (IC_7).

La présence de ce circuit, lequel est du type 7472, est rendue nécessaire par la forme des signaux issus des décades. En effet, si sur la sortie H_1 le rapport cyclique est proche de 50 %, il n'est que de 20 % sur toutes les autres. Désirant obtenir un signal primaire dont le rapport cyclique soit de 50 %, il était impératif qu'une mise en forme s'effectue, et le moyen le plus simple est sans doute celui que nous avons adopté.

Nous obtenons sur les deux sorties Q et $\overline{Q}$ de IC_7 des signaux symétriques d'un rapport cyclique de 50 % et dont la fréquence est égale à la moitié de celle appliquée au point H. Le circuit IC_8 est un quadruple NAND 7400 utilisé en simple inverseur. Les portes NAND ont été montées en parallèle dans le but d'accroître la sortance, qui est de 10 dans le cas présent, et les broches S_1 et $\overline{S_1}$ sont reliées aux sorties desdites portes.

C. Les générateurs d'impulsions

Ces circuits, dont le schéma est indiqué sur la figure 4, sont chargés de décaler l'apparition du signal secondaire par rapport au signal primaire et d'en permettre le réglage de la durée. Nous avons utilisé des monostables intégrés du type 74121, ce qui entraîne une simplification de mise en œuvre, comme en témoigne le schéma.

Le retard de déclenchement de l'impulsion est produit par IC_9, auquel est associé un circuit R.C. formé de P_1 et des condensateurs C_7 à C_{12}. Le déclenchement se produit par la descente du signal S (voir fig. 3), et la durée de l'impulsion présente en Q de IC_9 va dépendre de la gamme choisie et de P_1. Avec les valeurs indiquées, le retard s'échelonne de 10 µs à 10 s sans trou.

IC_{10} est chargé de générer l'impulsion secondaire, et le fonctionnement est exactement identique. Le déclenchement de IC_{10} a lieu à la descente du signal de sortie de IC_9, et la durée des signaux est déterminée par P_2 et K_4. Bien que nous ne l'ayons pas prévu à l'origine, il est tout à fait possible d'équiper le LSG2 d'une 7[e] gamme permettant le réglage de 1 à 10 µs en montant un 330 pF 63 V céramique. Les sorties S_2 et $\overline{S_2}$ sont précédées d'un ampli de sortie constitué d'un 7400 et identique à celui qui équipe la sortie primaire.

Le fonctionnement du LSG2 doit vous sembler plus clair à présent, et le chronogramme de la figure 5 est là pour vous dépanner. Sur ce graphique, K_2 est supposé être positionné sur la gamme « 1-10 kHz », K_3 et K_4 sur les gammes « 10-100 µs » ou

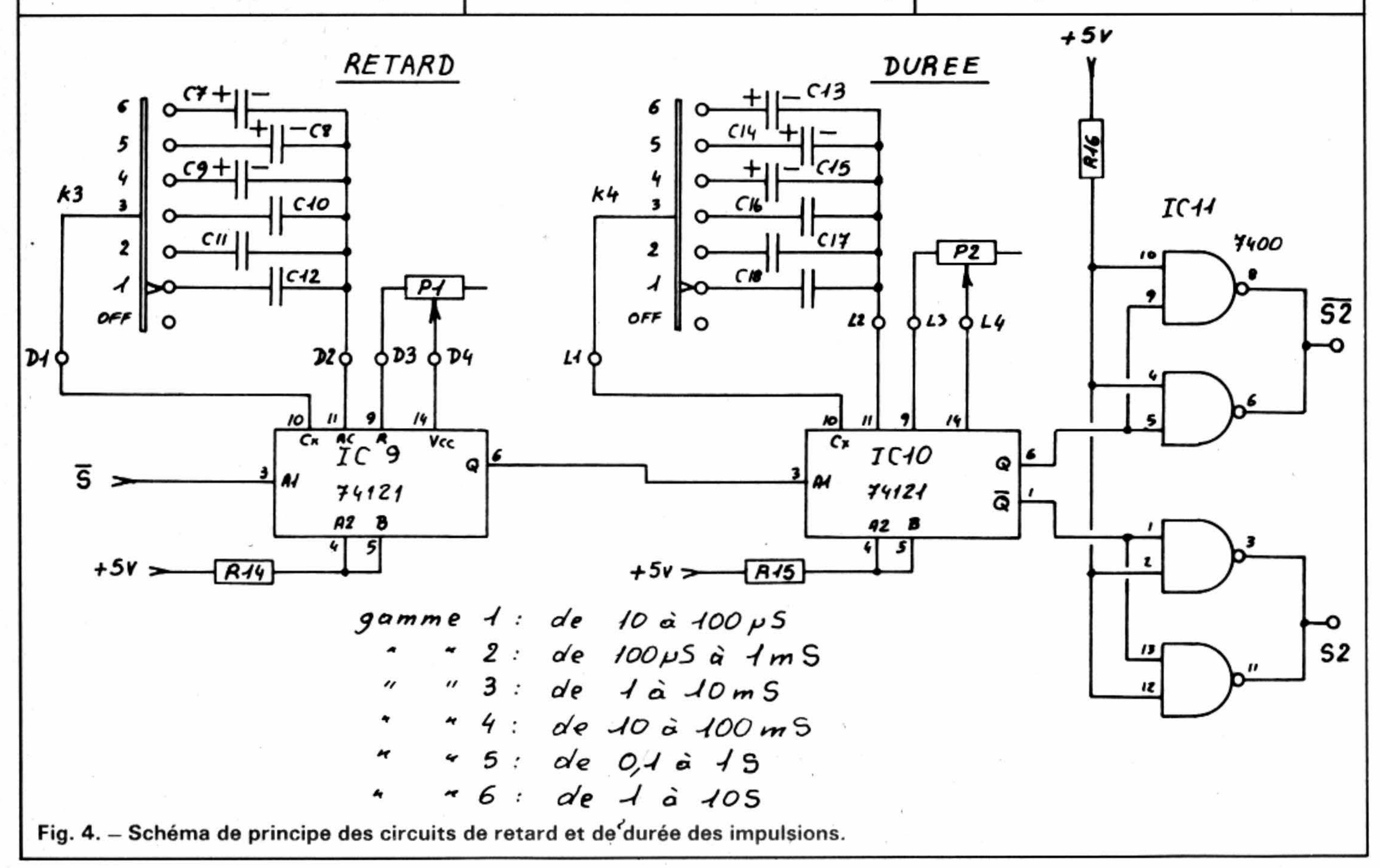


Fig. 4. – Schéma de principe des circuits de retard et de durée des impulsions.

« 100 µs-1 ms ». Il est visible que la fréquence du signal H_2 est le dixième de celle de H_1, et que le rapport cyclique est de 20 %. Par ailleurs, on voit que la fréquence du signal en S_1 ou $\overline{S_1}$ est égale à la moitié de celle présente en H_2 et que le signal est parfaitement symétrique. enfin, le synchronisme des opérations de retard d'impulsion et de durée est parfaitement visible.

D. L'alimentation

Le schéma de ce dernier élément du LSG2 est indiqué sur la figure 6, et il est très difficile de faire plus simple. Compte tenu de la consommation assez faible du LSG2 (100 mA environ avec des circuits TTL.LS), nous avons prévu un transfo délivrant 9 V pour une puissance de 3 VA, ce qui est amplement suffisant. Le régulateur intégré du type 7805 en boîtier TO 220, sera tout de même monté sur un petit radiateur ou sur le fond du boîtier, si vous préférez cette dernière solution.

Ici s'achève l'étude des schémas du LSG2, et nous vous proposons d'en examiner à présent la réalisation, qui est, comme vous pourrez le constater, extrêmement simple.

III. Réalisation

Le LSG2 n'ayant rien d'une « usine à gaz », nous avons voulu en simplifier la réalisation au maximum. Les composants sont disponibles partout, et la réalisation du circuit imprimé est à la portée de tout un chacun. Mais trêve de bavardages, voici la liste des composants.

A. Liste des composants

- Résistances

1/4 W 5 % :

R_1 : 10 kΩ
R_2 : 29 kΩ//47 kΩ
R_3 : 15 kΩ//22 kΩ
R_4 : 8,2 kΩ//33 kΩ
R_5 : 4,7 kΩ//33 kΩ
R_6 : 4,7 kΩ//10 kΩ
R_7 : 4,7 kΩ//5,6 kΩ
R_8 : 2,7 kΩ//10 kΩ

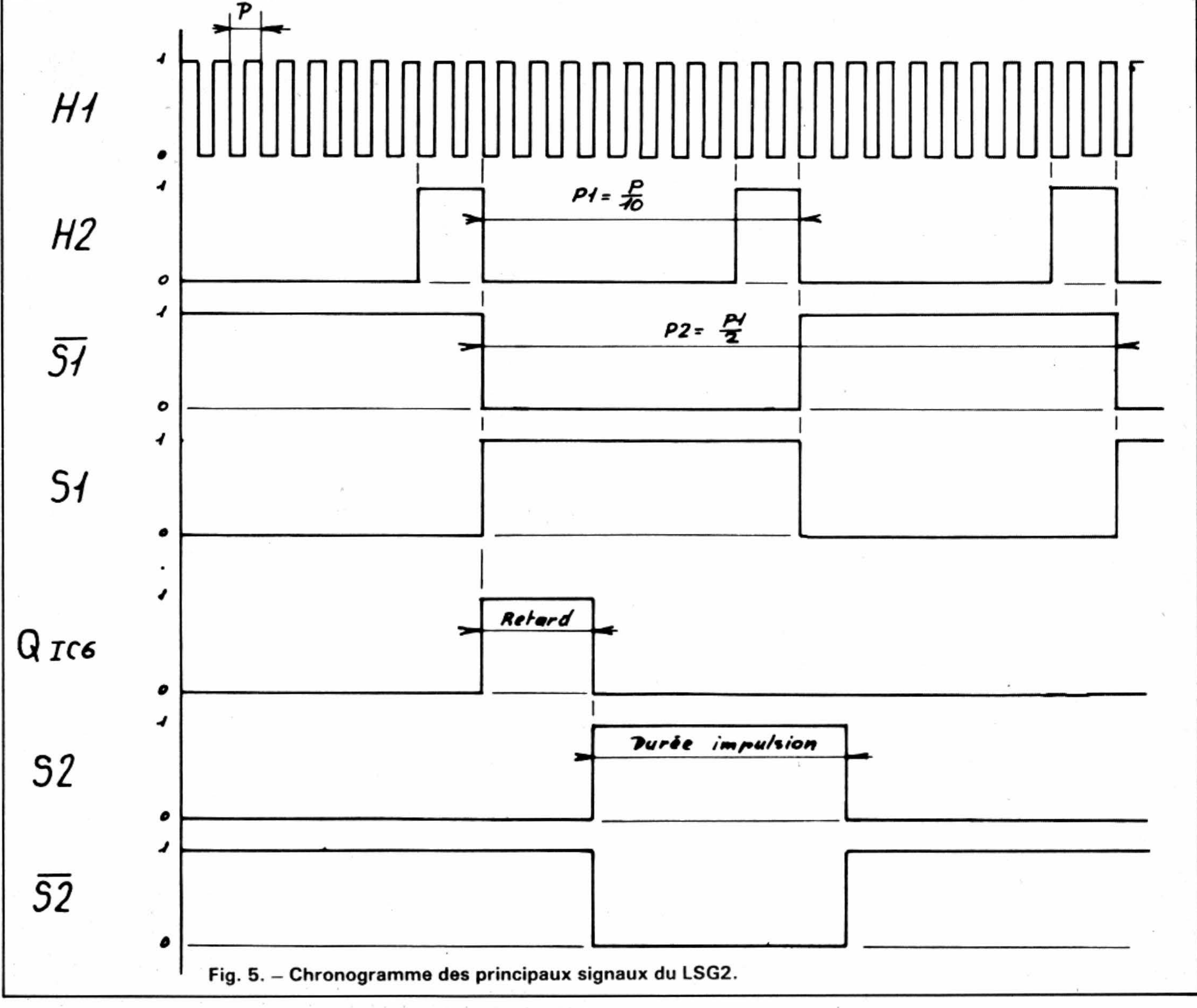


Fig. 5. – Chronogramme des principaux signaux du LSG2.

R_9 : 2,2 kΩ//5,6 kΩ
R_{10} : 2,2 kΩ//3,9 kΩ
R_{11} : 2,2 kΩ//3,9 kΩ
R_{12} à R_{16} : 15 kΩ
R_{17} : 330 Ω
AJ_1 : 1 kΩ ajustable miniature
P_1 : 47 kΩ variation linéaire
P_2 : 47 kΩ variation linéaire

- Condensateurs :

C_1 : 10 nF 63 V céramique
C_2 : 1,5 nF 63 V céramique
C_3 à C_6 : 47 nF 12 V GFO
C_7 : 330 μF 16 V chimique
C_8 : 33 μF 16 V chimique
C_9 : 3,3 μF 16 V chimique
C_{10} : 330 nF 250 V mylar
C_{11} : 33 nF 250 V mylar
C_{12} : 3,3 nF 63 V céramique
C_{13} : 330 μF 16 V chimique
C_{14} : 33 μF 16 V chimique
C_{15} : 3,3 μF 16 V chimique
C_{16} : 330 nF 250 V mylar
C_{17} : 33 nF 250 V mylar
C_{18} : 3,3 nF 63 V céramique
C_{19} : 47 nF 12 V GFO
C_{20} : 1 000 μF 16 V chimique
C_{21} : 0,1 μF 50 V GFO

- Semi-conducteurs et circuits intégrés :

IC_1 : NE 555 P
IC_2 à IC_6 : 74 LS 90 N
IC_7 : 74 LS 72 N
IC_8 : 74 LS 00 N
IC_9 et IC_{10} : 74121 N
IC_{11} : 74 LS 00 N
IC_{12} : 7805 boîtîer TO 220
RD_1 : pont 50 V 1 A
LD : LED rouge Ø 3 mm

- Divers

K_1 à K_4 : commutateurs rotatifs 1 circuit 12 positions (Lorlin, par exemple)
K_5 : inter unipolaire miniature
1 circuit imprimé époxy simple face
TA : transfo 220/9 V puissance 3 VA
6 douilles « banane » Ø 2 mm pour châssis
6 boutons Ø 16 ou 20 mm avec index
34 cosses « poignard »
1 radiateur tôle d'alu 10/10 mm pour IC_{12}
1 coffret ESM type EP 21/14

B. Le circuit imprimé

La quasi-totalité des composants trouve sa place sur un seul et unique circuit imprimé dont le tracé est indiqué à l'échelle 1/1 sur la figure 7. Reproduisez donc ce circuit par la méthode de votre choix en optant, par exemple, pour les symboles à transfert direct ou le feutre, étant donné la simplicité du tracé. Après gravure et étamage du circuit, il convient de percer la quasi-totalité des trous à 0,8 mm (circuits intégrés, résistances, condensateurs) et à 1 ou 1,2 mm pour les composants tels que AJ_1, C_{20}, IC_{12}, etc.

Ce travail achevé, vérifiez la conformité de votre circuit avec l'original et implantez les composants en vous aidant des schémas et de la figure 8. N'oubliez surtout pas les quelques straps que nous avons dû prévoir, car certains d'entre eux passent sous les circuits intégrés. Nous n'avons pas prévu de supports pour les circuits intégrés, car la série TTL n'est pas spécialement fragile, et même plutôt coriace. Rien ne vous empêche d'en mettre, mais nous estimons que c'est inutile car cela n'ajoute rien à la fiabilité d'un appareil tel que le LSG2.

La partie la plus amusante (?) de la réalisation étant terminée, passons au côté le plus rébarbatif qui consiste, comme chacun sait, à mettre tout ce petit monde dans un coffret.

C. Le coffret

Une fois n'est pas coutume, nous n'avons pas réalisé nous-même le coffret du LSG2 et l'avons trouvé dans le commerce. Nous avons employé le modèle EP 21/14 de marque ESM dont la forme de pupitre convenait parfaitement à une telle application. En effet, si le circuit imprimé est de taille réduite, la face avant doit regrouper un nombre assez important de commandes diverses, sans parler des bornes de sorties. Ce coffret est donc tout à fait satisfaisant sur ce point, et il convient de disposer l'ensemble des composants à l'intérieur en vous inspirant des photographies qui illustrent cet article.

Tous les composants fixés à leur bonne place, effectuez le câblage à l'aide de fil souple ou rigide de 5/10e, en commençant par les condensateurs C_7 à C_{18}, qui sont soudés directement sur K_3 et K_4 afin de gagner de la place et de faciliter le câblage. Cette opération terminée, nous vous conseillons très vivement de vérifier le câblage à l'ohmmètre, ce qui est absolument sans danger pour les composants.

Il ne nous reste plus qu'à procéder aux essais, ce que nous vous proposons d'entreprendre à présent.

D. Mise en œuvre et utilisation

Tous les acteurs étant en place, il ne nous reste plus qu'à tester le fonctionnement de l'appareil. Branchez un voltmètre entre + 5 V et la masse, et mettez le LSG2 sous tension. Vous devez mesurer 5 V à 5 % près. En cas

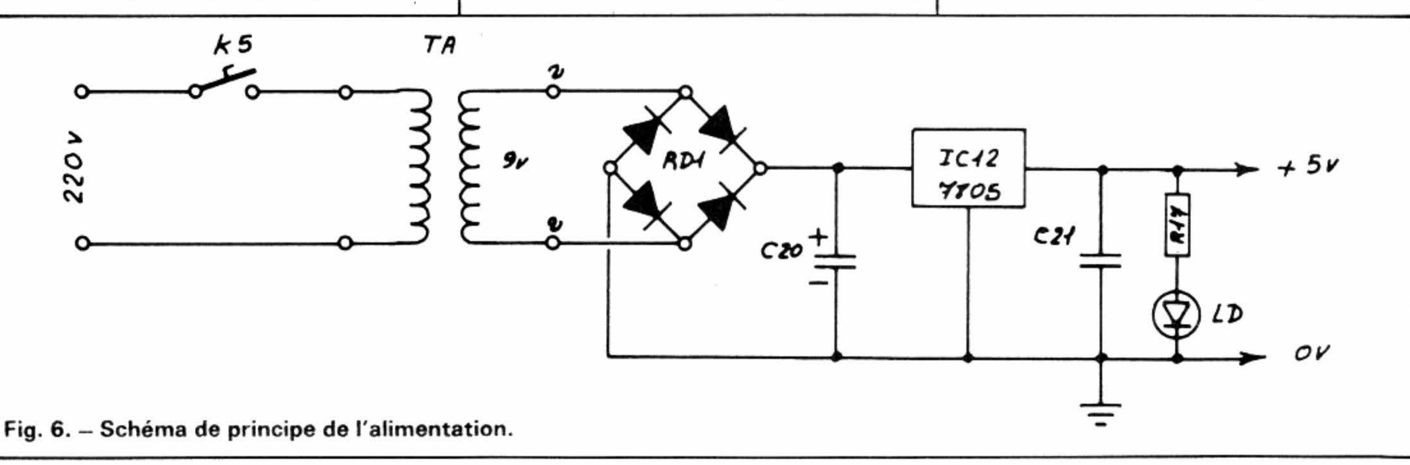


Fig. 6. – Schéma de principe de l'alimentation.

d'échec, vérifiez que vous obtenez au moins 11 V aux bornes de C_{20}, ce qui indique qu'il n'y a aucune défaillance au niveau du redresseur. Dans le cas contraire, il y a sûrement un court-circuit ou un CI branché à l'envers ou défectueux.

Cette première étape étant franchie, placez K_1 sur « 1 », K_2 sur « 1-10 kHz » et reliez un oscillo en H_1. Vous devez observer un signal carré dont la fréquence est de 20 kHz environ. Si la base de temps de votre oscillo est correctement étalonnée ou si vous possédez un fréquencemètre, réglez AJ_1 de manière que la fréquence dudit signal soit de 20 kHz. Positionnez à présent K_1 sur « 2 », « 3 », « 4 », etc., et vérifiez que vous obtenez les fréquences d'horloge désirées. Si tel n'était pas le cas, modifiez les valeurs de R_2, R_3..., quitte à limer (ce n'est pas une boutade) la couche des résistances jusqu'à l'obtention de la valeur désirée. Ce travail achevé, il convient de ne plus jamais modifier le réglage de AJ_1, sous peine de tout devoir recommencer.

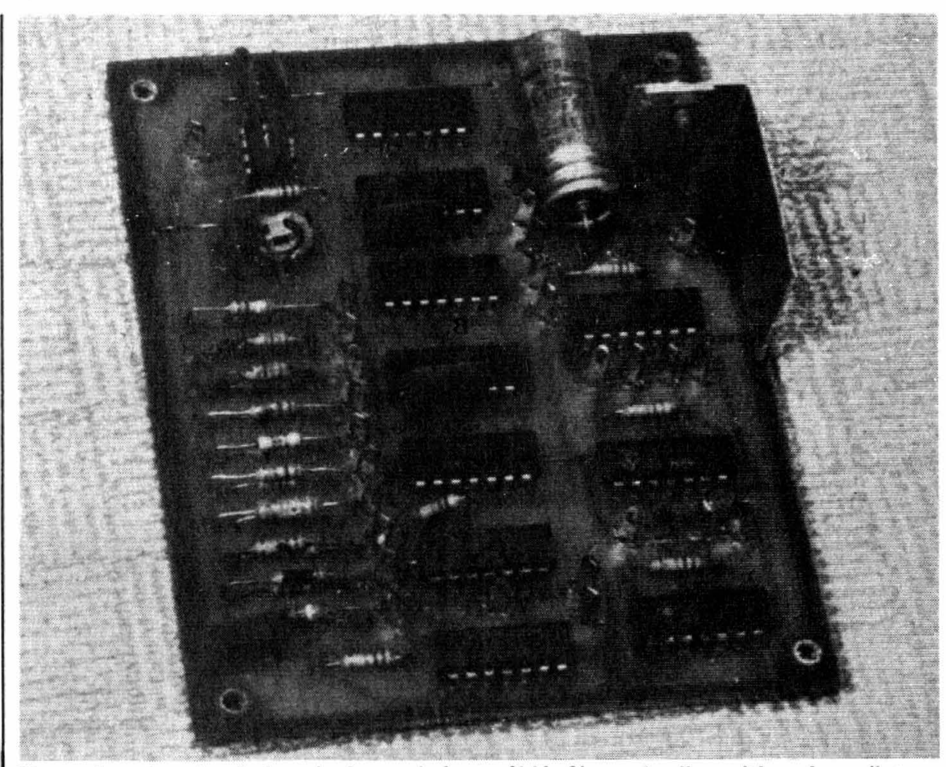


Photo 1. – Le circuit imprimé terminé et câblé. Notez la disposition du radiateur de IC_{12}.

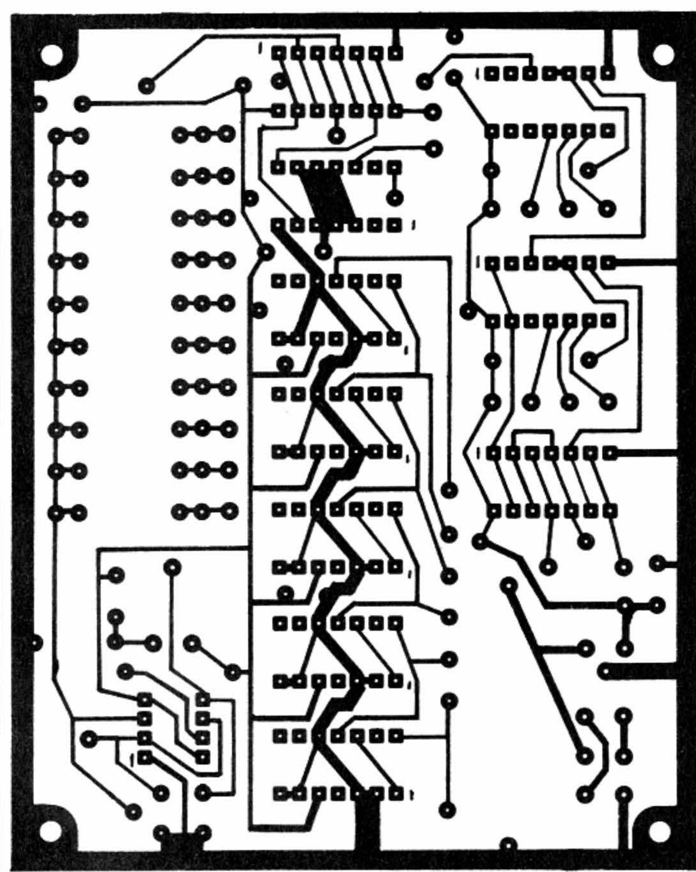


Fig. 7. – Le circuit imprimé à l'échelle 1.

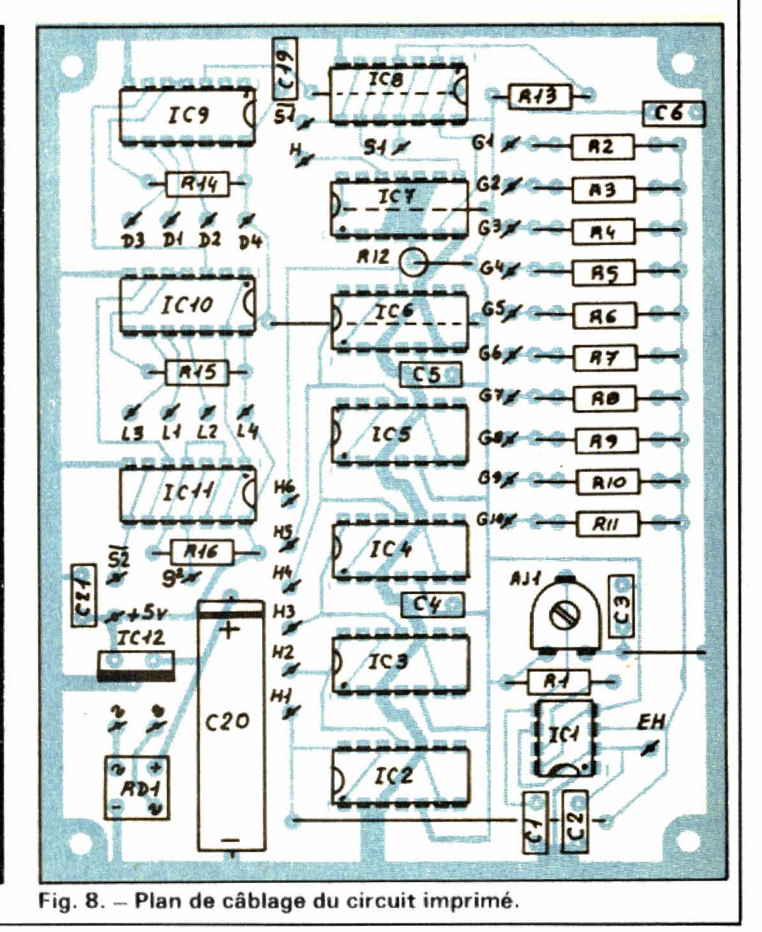


Fig. 8. – Plan de câblage du circuit imprimé.

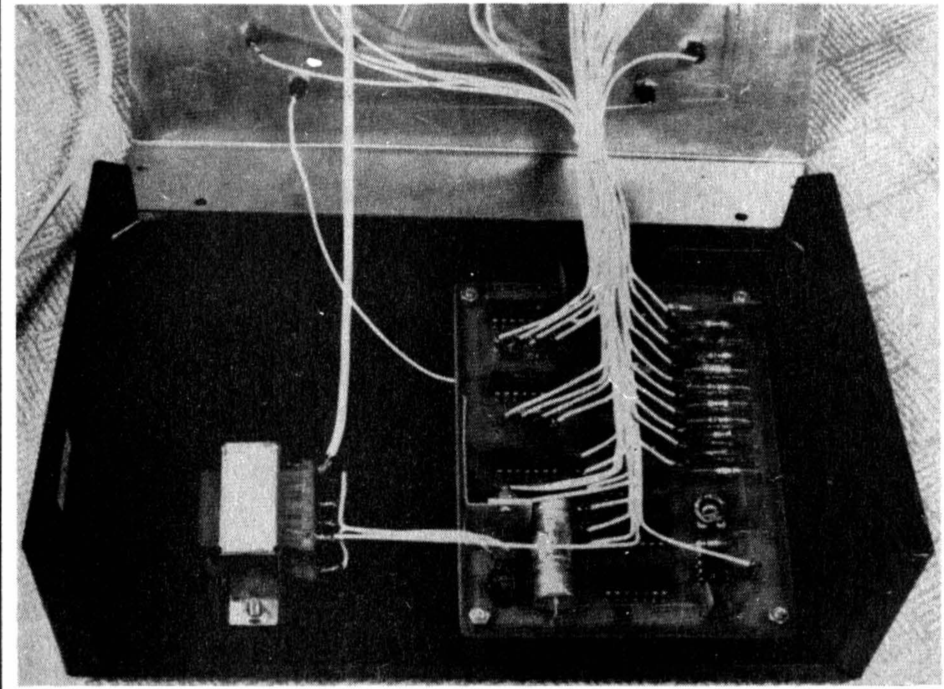


Photo 2. – Le moins que l'on puisse dire est que le circuit est à l'aise dans le coffret ESM.

Branchez à présent l'entrée de l'oscillo aux points H_1, H_2, etc., et vérifiez que vous obtenez un signal dont la fréquence est à chaque fois le dixième de la précédente. K_2 toujours sur « 1-10 kHz » et K_1 sur « 10 », vérifiez que vous obtenez en Q et $\overline{Q}$ de IC_7, de même qu'en S_1 et $\overline{S_1}$, un signal de 10 kHz dont le rapport cyclique est de 50 %.

Placez l'entrée de l'oscillo en Q de IC_9 tout en déclenchant la base de temps par S_1, et vérifiez que vous obtenez bien un signal conforme à celui de la figure 5. Faites des essais sur toute la gamme de fréquence en modifiant les réglages de P_1 et de K_3. Procédez de même avec les sorties S_2 et $\overline{S_2}$, en agissant cette fois sur l'ensemble des commandes.

Les essais sont à présent terminés et, étant donné la simplicité du montage, tout ennui doit trouver son origine dans une erreur de câblage ou un composant défectueux. Signalons pour la petite histoire qu'il n'y a, a priori, pas d'erreur, la maquette ayant été réalisée à partir des plans publiés, et non l'inverse.

Les utilisations possibles du LSG2 sont innombrables : mise au point de circuits logiques, simulation de signaux divers, remplacement d'horloges, etc. Les niveaux de sorties étant directement compatibles TTL, la liaison du circuit sous test avec le LSG2 est très simple puisqu'il suffit de le relier aux borniers. N'oubliez tout de même pas que la sortance de chaque sortie est de 10, et qu'aucune protection n'existe en cas de court-circuit franc. Si vous désirez relier le LSG2 à des circuits C-MOS ou autres sous une tension différente de 5 V, un adaptateur de niveau extérieur sera le bienvenu, et vous pouvez vous inspirer en cela du LSG1 (H.-P. n° 1656).

La description du LSG2 touche à sa fin, et nous espérons que vous serez nombreux à réaliser ce petit appareil qui s'avérera très vite indispensable à tous ceux qui pratiquent les circuits logiques. Comme de coutume, nous nous tenons à votre disposition pour tout problème au niveau de cette réalisation.

P. WALLAERT

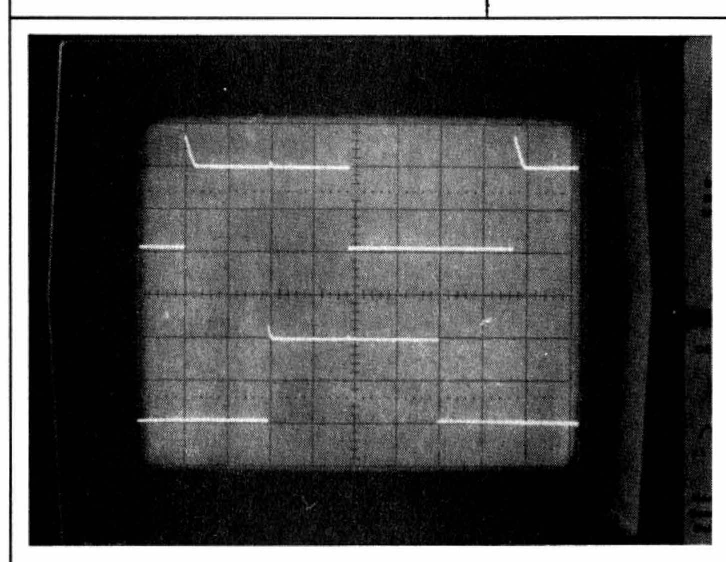


Photo 3. – Allure des signaux du LSG2. Trace supérieure : sortie S_1 (2 V/div., 0,2 ms/div., f = 680 Hz). Trace inférieure : sortie S_2 (2 V/div., 0,2 ms/div.) ; retard de 0,4 ms ; durée de l'impulsion : 0,8 ms.

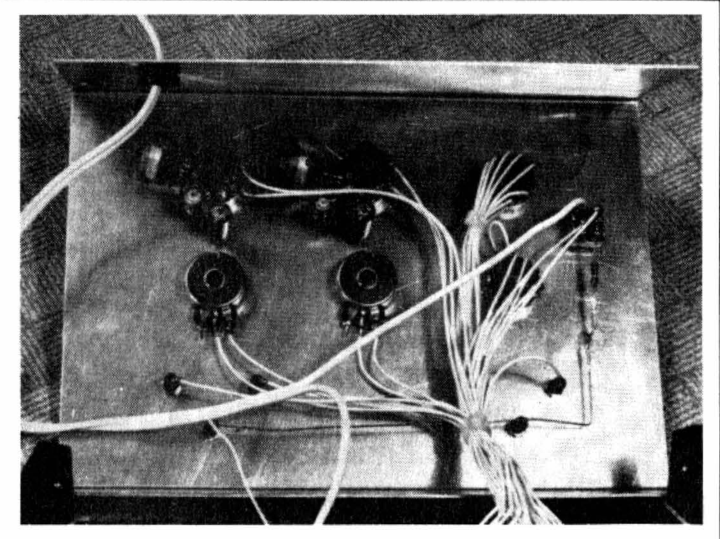
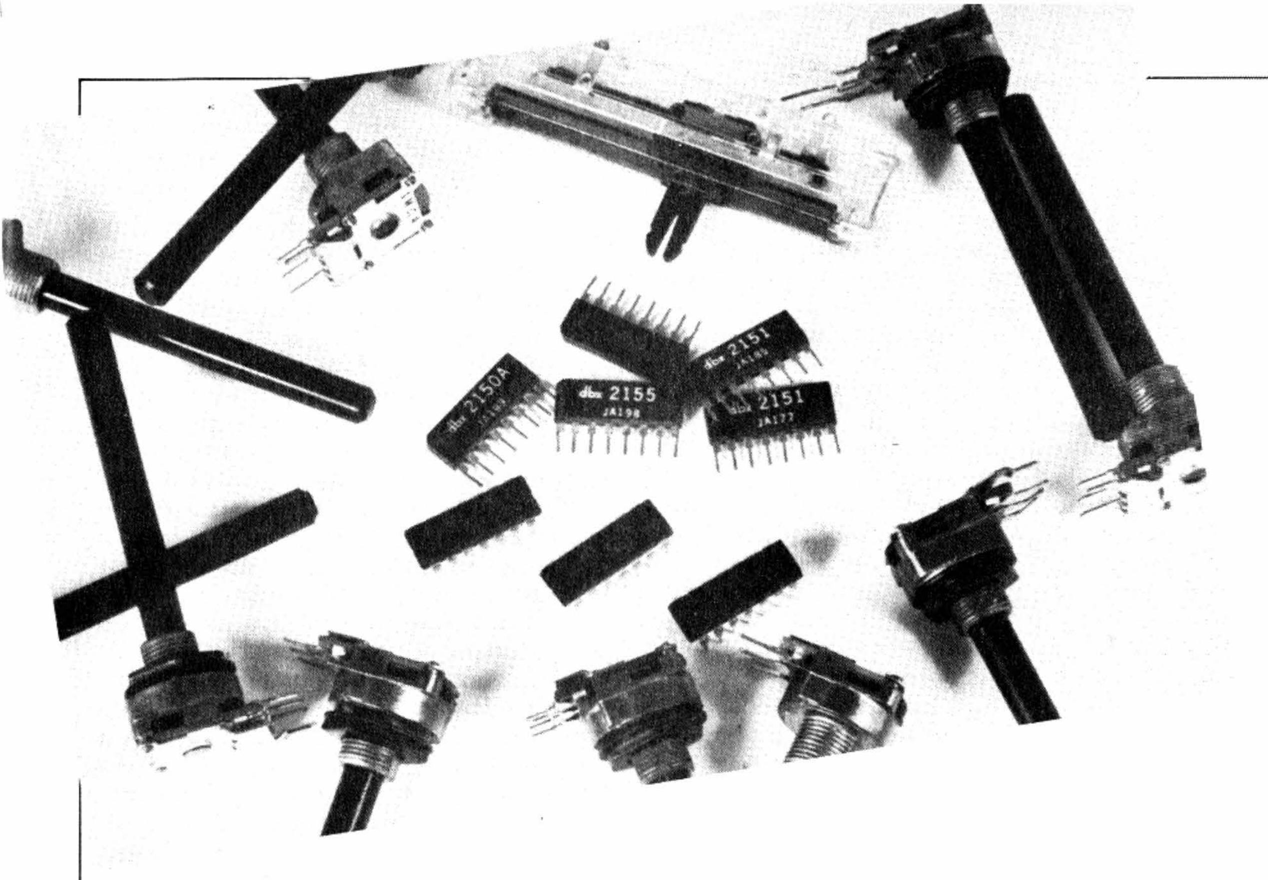


Photo 4. – Le câblage du LSG2 est assez complexe. Notez que les condensateurs sont montés sur les commutateurs K_3 et K_4.



AMPLIFICATEURS COMMANDÉS EN TENSION

Nous vous proposons ici trois circuits intégrés que vous ne connaissez probablement pas. En effet, ils sont distribués par des firmes que seuls les spécialistes de l'audio, professionnels ou pas, connaissent. Ces circuits intégrés sont des amplificateurs (ou des atténuateurs) commandés en tension et qui permettent de constituer des amplificateurs dont le gain (positif ou négatif), variera en fonction de la tension de commande appliquée à l'entrée. Les trois circuits intégrés que nous allons étudier ont un point commun : leurs hautes performances, aussi bien pour leur excellent rapport signal sur bruit que pour leur infime taux de distorsion. Avec ces circuits, nous sommes loin des amplificateurs opérationnels à transductance du type CA 3080, CA 3280 ou LM 13600 et LM 13700...

Ces trois circuits intégrés ont pour appellation :

– Le MTA 1537 A de B et B Audio, commercialisé par Aphex, représenté en France par REDITEC.

– Le 2150 de dbx, importé en France par SCV Audio.

– Et enfin, le SSM 2013, de Solid State Micro Technology, importé en France par I.S.C.

Principes

Plusieurs procédés sont utilisés par les fabricants d'amplificateurs commandés en tension (baptisés VCA, initiales de Voltage Controlled Amplifier ou Attenuator). Le terme d'amplificateur ou d'atténuateur sera ici utilisé indifféremment. Pratiquement, nous aurons un « bloc » permettant de faire varier le gain de part et d'autre d'un gain unité, tantôt nous aurons un atténuateur, tantôt un amplificateur de tension.

En fait, les circuits de type VCA sont très courants dans le domaine du circuit intégré. Prenez un multiplieur quatre cadrans (comme le MC 1494), vous envoyez deux tensions, une continue sur une entrée et une alternative sur l'autre, il en fera le produit qui sera une tension d'amplitude variable avec la tension continue. On peut inverser tension de commande et tension alternative, le résultat obtenu sera théoriquement identique.

Outre les multiplieurs, on peut encore utiliser les amplificateurs à transconductance, dispositifs efficaces dont les performances sont assez bonnes, sans toutefois atteindre celles des circuits spécifiques.

Malheureusement, les fabricants de circuits ne donnent pas tous les détails concernant la configuration de leurs circuits. Seul, pour les circuits que nous étudions dans cet article, B et B Audio le fait et vous trouverez, figure 1, le schéma de principe adopté par cette firme. Précisons tout de suite que si l'étude a été menée par B et B, le produit est sous-traité et un circuit spécifique a été conçu. Le principe de base fait appel au contrôle du courant d'émetteur par le gain des transistors T_1 et T_2, schéma assez classique. Le circuit pratique utilise une structure symétrique qui permet

d'annuler les variations de tension continue de sortie par l'emploi d'un amplificateur différentiel en sortie. Parallèlement, on utilise deux circuits de commande identiques qui travaillent en opposition de phase. Notez ici l'entrée asymétrique pour la tension de commande VB avec montage de deux transistors en diode. Les deux amplificateurs opérationnels représentés ne font pas partie du circuit intégré. Le faible nombre de composants utilisés permet de disposer d'une très large bande passante (50 MHz pour le circuit de B et B). Le VCA de dbx utilise une autre configuration appelée « VCA Blackmer », dans ce circuit le signal entre et sort « en courant ». (μA !) La figure 2 donne une idée de la structure de ce circuit qui peut être réalisé à partir de transistors discrets, certains systèmes de compression/expansion dbx utilisent d'ailleurs cette structure. Par ailleurs, Valley People propose un module VCA ayant lui aussi cette structure caractérisée par d'excellentes performances. T_1 sert ici de générateur de courant et OP2 transforme le courant de sortie en tension. La commande se fait sur les bases des transistors T_4 et T_3 ; suivant l'entrée utilisée, on aura une polarité du signal de commande différente : dans un cas, l'augmentation de la tension d'entrée donne une diminution de gain, dans l'autre cas, une augmentation. On joue ici sur la contre-réaction du premier ampli opérationnel et sur le courant d'entrée de l'ampli de sortie. Lors de la réalisation de ces circuits intégrés, l'accent a été mis sur la réduction de la distorsion et sur l'obtention d'un faible bruit de fond, par l'adoption d'un processus de fabrication adapté et par le choix de la géométrie des transistors intégrés.

Un autre point important dans la réalisation d'un VCA est le type de commande. L'oreille bénéficie d'une sensibilité logarithmique, il est donc intéressant de disposer d'une commande elle aussi de type logarithmique. Ainsi, l'emploi d'un potentiomètre de réglage à variation de résistance linéaire, plus facile à réaliser qu'un modèle logarithmique et donc souvent plus précis, permettra de commander plusieurs amplificateurs à la fois avec un gain identique, quel que soit le taux d'atténuation.

Dans les VCA, le gain est souvent proportionnel au courant de commande, mais en passant par une commande par la tension de base d'un transistor, on assurera le respect d'une courbe logarithmique. La commande d'une base de transistor présente un inconvénient : la tension base-émetteur d'un transistor varie avec la température, lorsque l'on aura besoin d'une grande précision (en mesure par exemple), on devra assurer une compensation

1537 A B et B Audio

Le 1537 A n'est pas un circuit vraiment nouveau, en effet, il existe depuis plusieurs années déjà (1979) mais n'est diffusé en France que depuis peu de temps. Il est fabriqué par Exar pour B et B Audio et sa commercialisation est assurée par la Sté Aphex (prix de vente : 87 F HT). Ce circuit a été conçu pour les marchés OEM, il assure une très faible distorsion, un faible bruit, il est caractérisé par une haute stabilité et une large dynamique. La commande de gain permet de varier du gain unité à une atténuation de 100 dB. Ce circuit a, par ailleurs, été conçu pour avoir une vitesse de balayage élevée permettant de réduire le taux d'intermodulation transitoire et une large bande conduisant à un fonctionnement du continu à 50 MHz. Il va de soi qu'à 50 MHz, l'atténuation de 100 dB sera difficile à atteindre, compte tenu des capacités parasites internes.

Le circuit travaille en classe A, pour éliminer les distorsions de croisement « des autres VCA », nous dit B et B, le 1537 pourra donc remplacer les potentiomètres des consoles sans que l'on puisse entendre la différence.

B et B Audio propose plusieurs schémas d'applications qui ont, à notre avis, l'inconvénient de ne pas être très cohérents, par exemple : on rencontrera plusieurs fois le même schéma avec des valeurs différentes. Le plus complet de ces schémas demande 6 amplificateurs opérationnels autour du 1537A. Nous avons choisi un schéma un peu plus simple qui n'en demande que 3, même si c'est avec les 6 amplis opérationnels que l'on obtient le maximum de perfor-

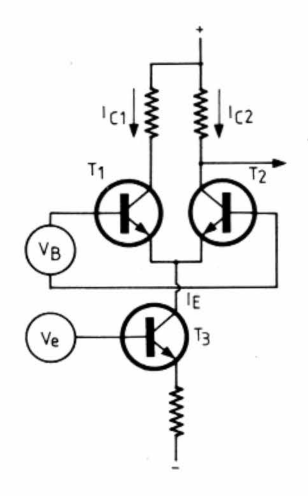


Fig. 1

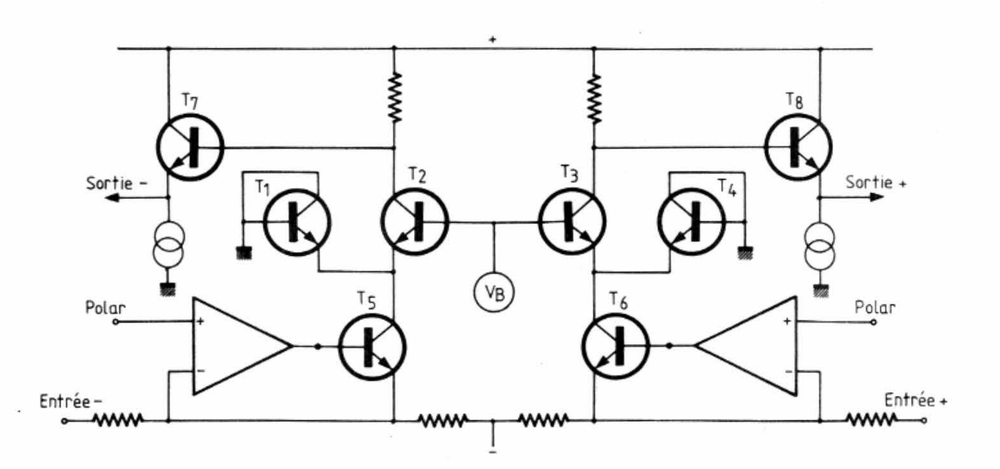


Fig. 1a.

mances, mais, comme vous le verrez, avec 3 ce n'est pas si mal ! La nécessité d'adjoindre de nombreux composants périphériques constitue un inconvénient, c'est pourquoi, on utilisera des circuits intégrés multiples, doubles ou quadruples, de préférence pour l'audio, à faible distorsion et bas bruit de fond. La figure 3 donne le schéma d'application que nous avons utilisé. En se reportant à la figure 1, on retrouvera la structure symétrique. Un double étage d'entrée permet de disposer d'une impédance d'entrée relativement élevée. L'amplificateur suiveur peut éventuellement être économisé, à condition de disposer d'une source « basse impédance ». Un amplificateur monté en inverseur permet l'attaque symétrique du circuit intégré. En sortie du circuit, deux sorties, en opposition de phase, récupèrent le signal. L'emploi d'un étage différentiel élimine les variations de tension continue dues à la variation du courant de commande des étages. Comme les tensions continues varient dans le même sens et de la même valeur, la tension de sortie continue de l'amplificateur opérationnel reste constante.

En se reportant à la figure 1a, on remarquera les résistances de collecteur de T_2 et de T_3, ces résistances se raccordent aux bornes 9 et 14 du circuit intégré. Un pont de résistances permet de polariser les bases de T_6 et de T_5 de la figure 1a, sur le schéma, ces résistances sont : R_{14} et R_{15}.

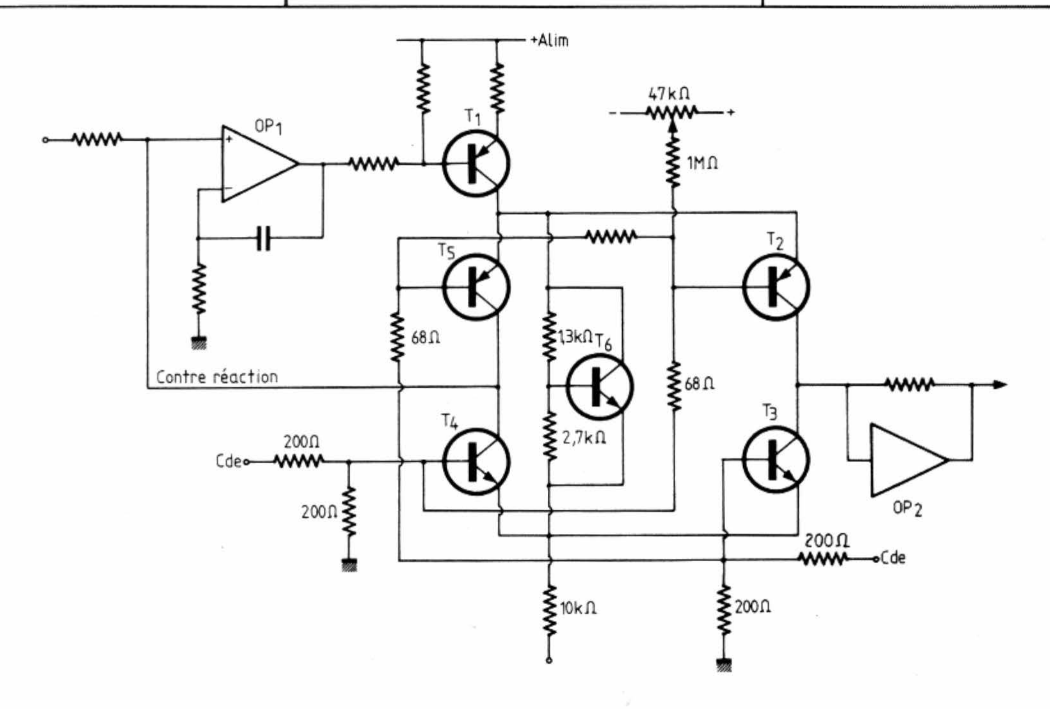


Fig. 2. – Circuit VCA Blackmer. Noter la contre-réaction sur l'entrée non-inverseuse. T_1 assure l'inversion et sert de générateur de courant. OP_2 est un convertisseur courant/tension.

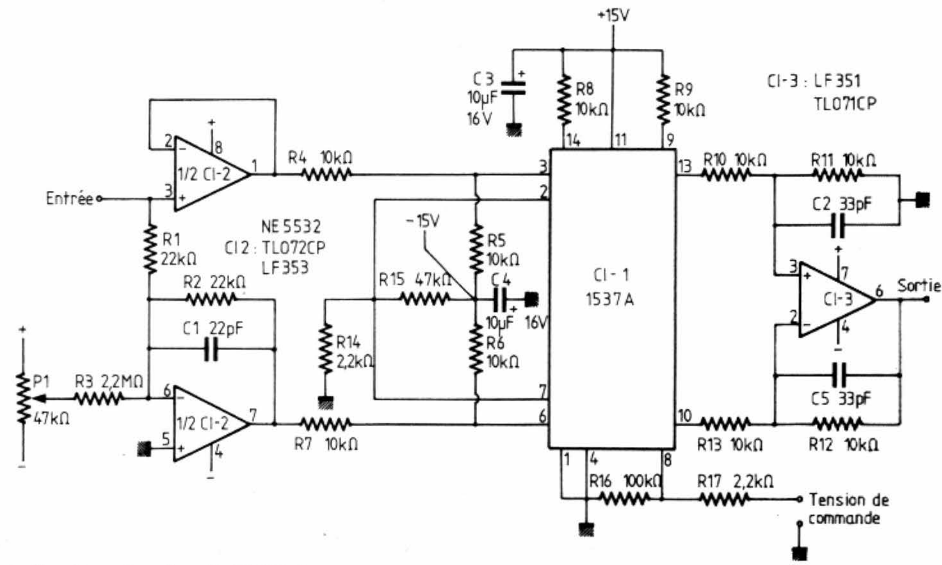
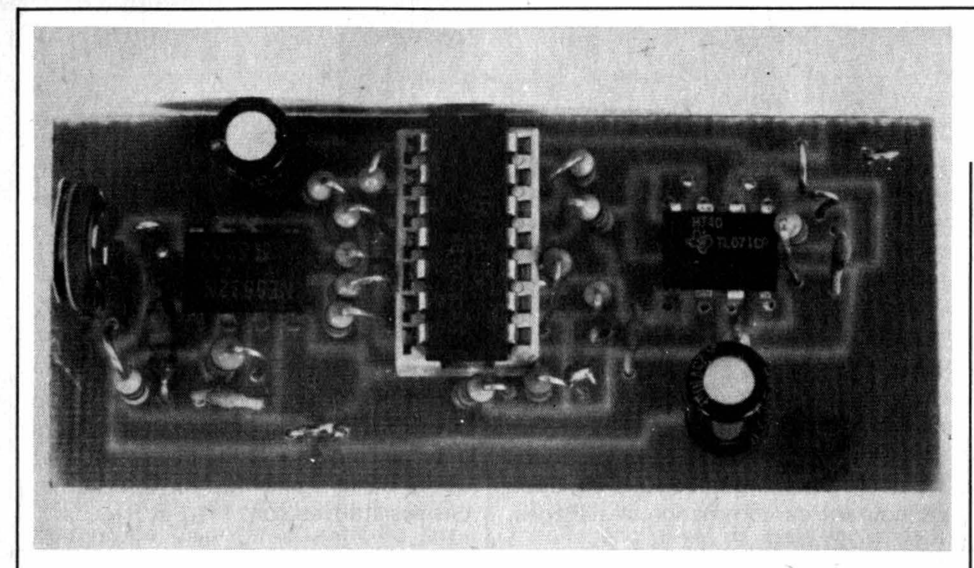


Fig. 3. – Schéma d'application du circuit 1537 A.



Notre réalisation avec le circuit MTA 1537 A.

Le choix des résistances de sortie permet de modifier le gain du système. Nous avons également la possibilité d'éliminer la composante continue, parasite susceptible de se retrouver en sortie. La commande s'effectue grâce à un réseau de deux résistances ; ce type de circuit se commande par une tension voisine de la tension base/ émetteur d'un transistor, ce qui impose un réseau diviseur permettant d'appliquer une tension plus forte, donc plus facilement exploitable, à l'entrée de commande. Ce circuit de commande peut être remplacé par un amplificateur opérationnel pour lequel on choisira un rôle d'inverseur ou d'amplificateur. La figure 4 propose un exemple de circuit imprimé et d'implantation. Il n'y a pas de précautions particulières à prendre. Un découplage correct des alimentations améliorera, cela va de soi, la stabilité du fonctionnement.

Mesures

La courbe A donne la variation de l'atténuation en fonction de la tension d'entrée (tension mesurée sur la résistance R_{17}). Nous obtenons ici une courbe de transfert pratiquement linéaire en décibels. Pour les fortes atténuations, nous sommes en présence du bruit de fond, le signal se noie dans le bruit.

On changera le coefficient multiplicatif d'échelle par modification de la valeur de la résistance R_{17}.

Avec une tension de commande de 0 V, nous obtenons un gain unité avec les valeurs du montage.

La consommation est de 13,8 mA sur l'alimentation négative et de 17,2 mA sur la positive.

Nous avons mesuré le niveau de bruit de fond dans deux conditions : un pour le gain maximal et pour l'atténuation maximale.

– Au gain maxi, c'est-à-dire unité, nous avons mesuré un bruit de fond de – 91 dBm dans une bande de 20 Hz à 20 kHz – avec pondération A, le bruit de fond passe à – 97 dBm.

– Pour l'atténuation maximale, le bruit de fond est de – 101 dBm, avec une mesure dans une bande de 20 Hz à 20 kHz, il passe à – 102 dBm, avec pondération A.

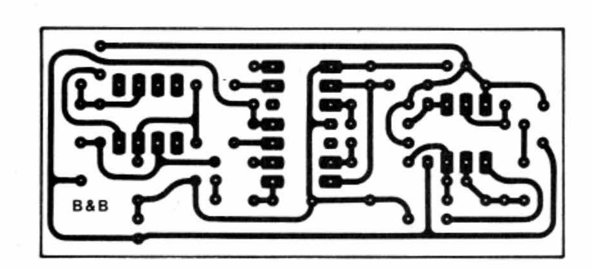


Fig. 4. – Le circuit imprimé à l'échelle 1.

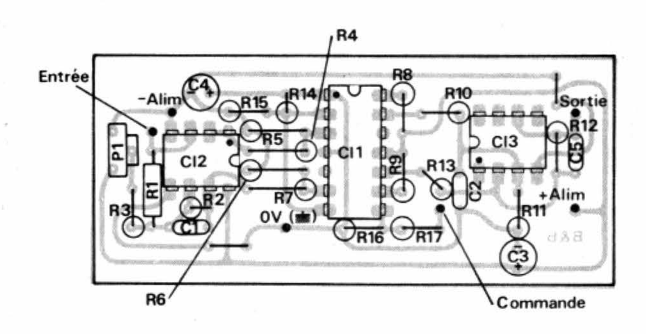
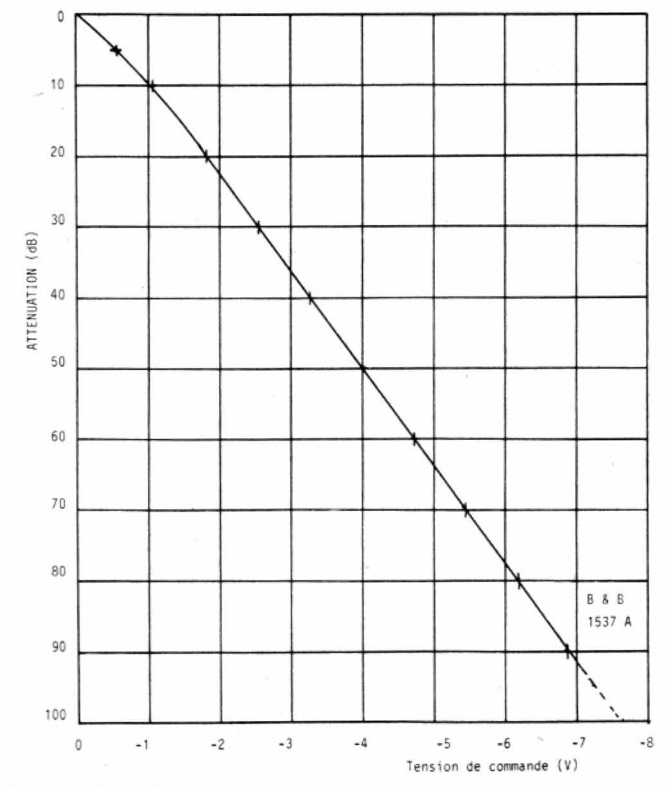


Fig. 5. – Implantation des composants.



Courbe A. – Courbe de variation de l'atténuation en fonction de la tension de commande.

Passons aux valeurs de la distorsion harmonique,

– Avec un niveau d'entrée de + 10 dBm, soit 2,45 V, le taux de distorsion harmonique est de 0,12 % à 1 kHz et de 0,2 % à 10 kHz.

– Avec un niveau de + 5 dBm, nous obtenons un taux de distorsion de moins de 0,02 % à 1 kHz comme à 10 kHz, autrement dit, des valeurs extrêmement faibles, donc excellentes.

– Avec un niveau d'entrée inférieur, le bruit de fond intervient dans la mesure de la distorsion harmonique totale.

Le constructeur donne des valeurs de distorsion meilleures mais obtenues avec un montage plus sophistiqué, qui demande donc davantage de composants externes. On réduira la distorsion en abaissant, par exemple, l'impédance du circuit de commande en tension. La modification de la polarisation des transistors d'entrée permet aussi d'intervenir sur la distorsion. Si nous n'avons pas tracé de courbe de réponse en fréquence (une droite), par contre, nous avons mesuré le temps de montée : il est de ± 1,4 µs avec le montage donné et, par conséquent, les amplificateurs opérationnels. Il va de soi que, pour travailler à 50 MHz, les périphériques seront différents.

Nous avons également mesuré la vitesse de balayage en tension et obtenu 4 V/µs avec un gain unité ou de – 20 dB.

dbx 2150

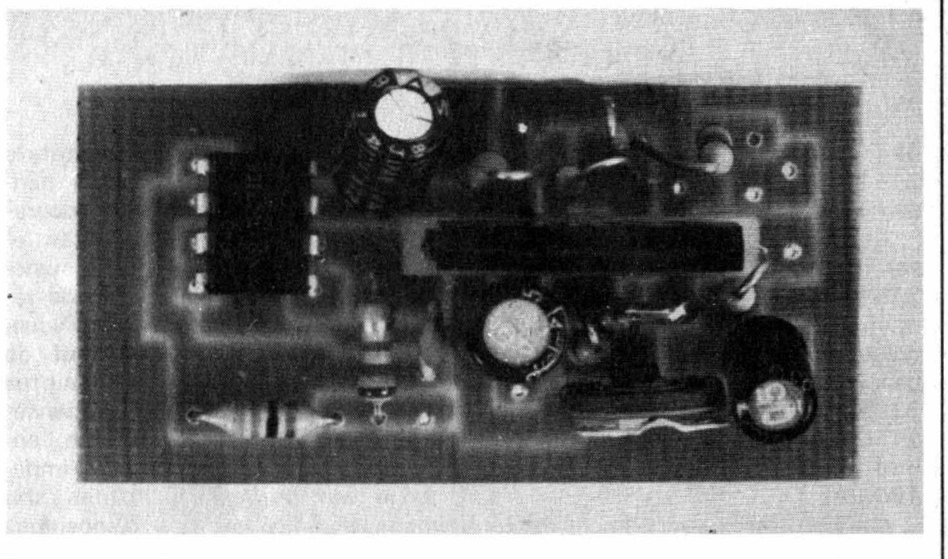
dbx propose une série de circuits intégrés avec entrée et sortie en courant. Ces circuits s'alimentent avec une tension symétrique pouvant descendre à ± 4 V, et monter à ± 15 V.

Le circuit intégré est fabriqué (selon toute vraisemblance) au Japon, on reconnaîtra un boîtier cher aux Nippons, boîtier plat à 8 broches particulièrement pratique et intéressant pour loger les composants périphériques.

Ce circuit ne demande qu'un nombre limité de composants périphériques, il bénéficie d'un produit gain bande très élevé (non spécifié par le fabricant), bien entendu, le faible bruit et la distorsion réduite font partie de ses qualités premières.

Les spécifications du fabricant font, par ailleurs, apparaître une excellente linéarité de la réponse logarithmique de la tension d'entrée.

Plusieurs versions sont proposées, à des prix différents. Le 2155 coûte



Notre réalisation avec le d.b.x.

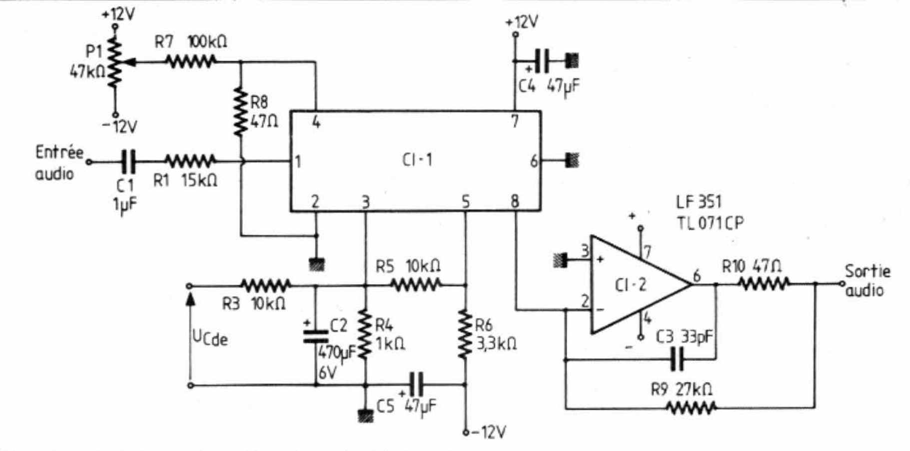


Fig. 6. – Schéma d'application du 2150 dbx.

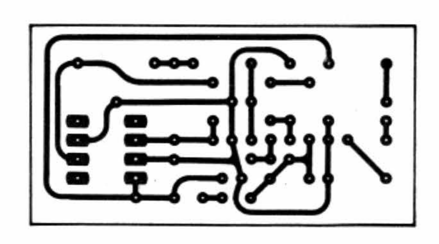


Fig. 7. – Le circuit imprimé à l'échelle 1.

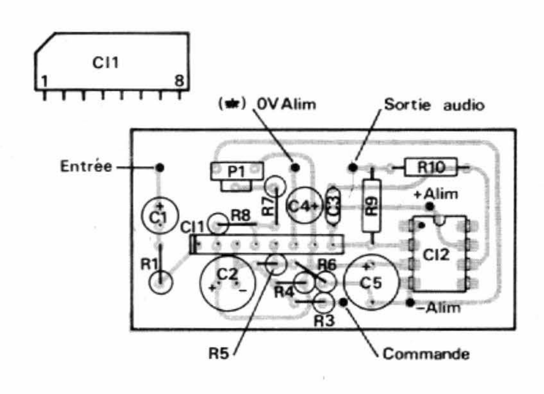


Fig. 8. – Implantation des composants.

47 F HT, le 2150 A 59 F HT et le 2151 114 F HT ; ces prix sont ceux constatés en août 84 et à l'unité.

Ces trois versions se distinguent par des performances différentes, le 2151 est le meilleur, il résulte d'un tri. Le 2150 A est une version qui présente un taux de distorsion un peu plus élevé. Les caractéristiques du 2155 sont identiques à celles du 2150 A mais avec un courant moins important (150 μA au lieu de 180 μA).

On aura donc pratiquement intérêt à écarter le circuit intégré le plus onéreux, les 2155 et 2150 A présentant des caractéristiques largement suffisantes, même pour un usage professionnel.

Le schéma d'application que nous avons expérimenté est représenté figure 6, on voit immédiatement le nombre réduit de composants périphériques : un amplificateur opérationnel et quelques résistances et condensateurs. Un contrôle de symétrie par potentiomètre permet de réduire le taux du second harmonique. La stabilité de fonctionnement du montage impose des contraintes comme la présence d'un condensateur C_3 sur la sortie. Du côté de l'entrée, on devra veiller à ce que l'impédance aux fréquences hautes soit inférieure à 20 kΩ, des dispositions peuvent encore être prises dans le cas où la résistance de la source serait trop élevée (circuit RC série entre la masse et la borne 1). Par ailleurs, il est impératif d'appliquer une tension de commande sous faible impédance. Le condensateur C_2 est destiné à satisfaire cette exigence. En l'absence de condensateur, le taux de distorsion remonte, une constatation que l'on peut également faire sur d'autres circuits VCA. Sur ce circuit, nous avons une résistance d'annulation de l'offset qui permet de réduire les variations de la tension continue de sortie, notamment en présence d'une variation rapide du gain.

Mesures

La courbe B nous donne la variation du gain en fonction de la tension d'entrée. Le circuit nous permet d'avoir un gain de 70 dB et une atténuation de 90 dB, soit une variation totale de gain de 160 dB... On constatera sur cette courbe l'excellente linéarité de la variation du gain en fonc-

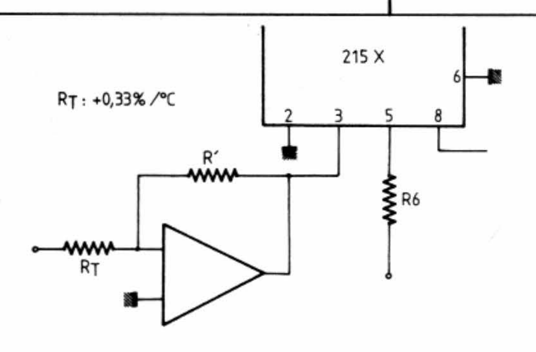


Fig. 9. – Commande en basse impédance avec condensateur thermique.

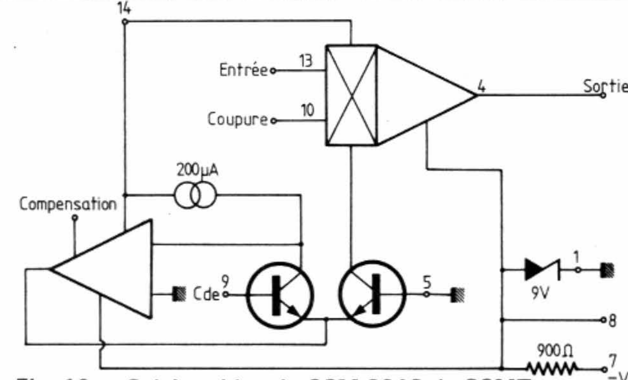
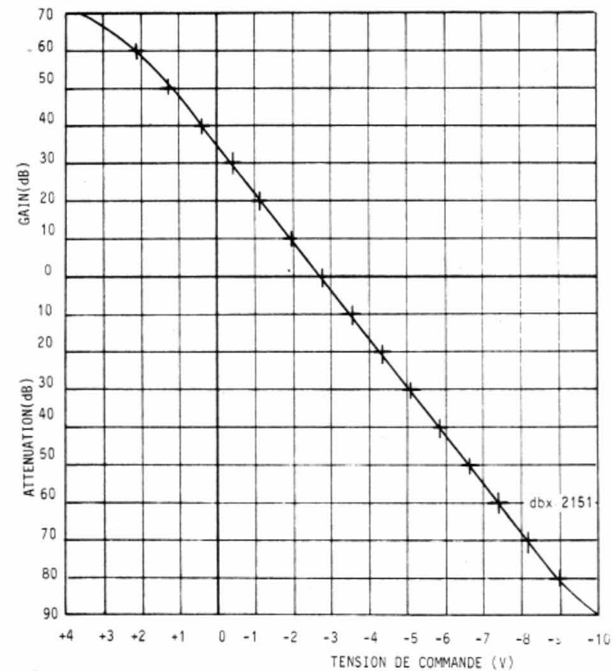
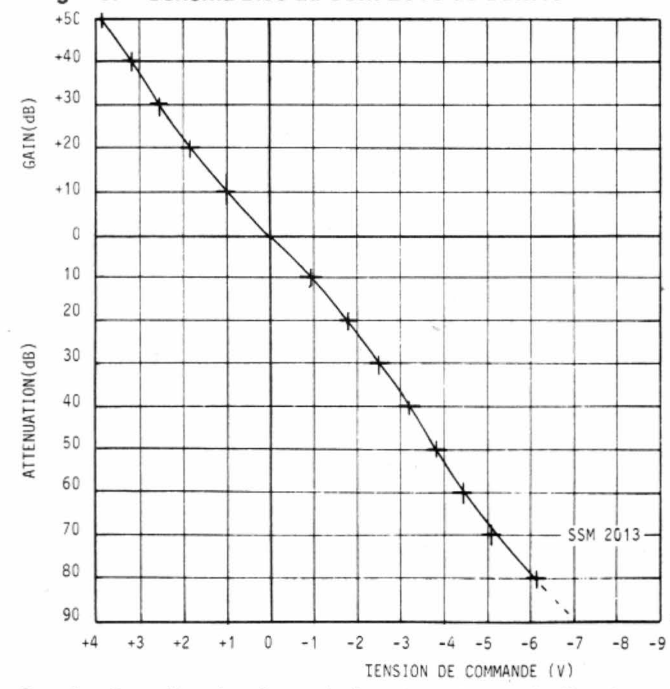


Fig. 10. – Schéma bloc du SSM 2013 de SSMT.



Courbe B. – Courbe de variation de gain ou d'atténuation en fonction de la tension de commande.



Courbe C. – Courbe de variation du gain ou de l'atténuation en fonction de la tension de commande.

tion de la tension de commande. dbx annonce une linéarité typique de 1 %... La mesure du taux de distorsion nous donne d'excellentes performances :

Avec une tension d'entrée de + 12 dBm et une tension de sortie de + 16 dBm, le taux de distorsion à 1 kHz et à 10 kHz est de 0,05 %.

Nous avons atteint un taux de distorsion de 0,1 % pour ces deux fréquences avec un niveau d'entrée de + 20 dBm, soit 7,75 V efficaces et une tension de sortie inférieure de 10 %.

Restons dans les distorsions « élevées » avec une mesure avec gain de 35 dB : entrée – 16 dBm et sortie à + 19 dBm. Nous avons obtenu un taux de distorsion de 0,06 % à 1 kHz et de 0,08 % à 10 kHz.

Nous arrivons à des distorsions plus faibles, par exemple avec une tension d'entrée de + 6 dBm (1,55 V) et une tension de sortie de – 4 dBm, nous avons alors un taux de moins de 0,02 % à 1 kHz et à 10 kHz.

Avec une tension de sortie de + 11 dBm, nous trouvons une valeur identique, par contre, en faisant monter la tension de sortie à + 18 dBm, la distorsion passe à 0,04 % à 1 kHz et à moins de 0,06 % à 10 kHz.

Le bruit de fond, avec un gain de 40 dB, est de – 64 dBm, à 30 dB, il passe à – 73 dBm et à 0 dB nous mesurons – 97 dBm.

A 40 dB d'atténuation, nous mesurons – 106 dBm et à 90 dB d'atténuation, nous obtenons – 107 dBm. On pourra en déduire la dynamique possible en ajoutant les quelque 18 dBm de tension de sortie possibles. Pas de courbe de réponse en fréquence ici, par contre, nous vous donnons les temps de montée et de descente, ils sont de – 2,3 µs et + 2,4 µs.

Nous avons également testé tous les amplificateurs de la série pour discerner leurs différences et voir s'il était possible de les apparier. Nous avons donc utilisé le même montage pour tous les échantillons avec un support pour le circuit intégré.

Une vérification intéressante est celle de l'écart de gain, ou d'atténuation, entre les différents circuits :

– pour des gains de 20 dB, on constate une dispersion de 0,5 dB entre tous les échantillons testés,

– à 0 dB, nous avons un résultat identique,

– à – 20 dB, on passe à 0,7 dB,

– et à – 40 dB nous revenons à 0,6 dB.

Pour deux 2151, on constate une différence de gain de 0,2 dB maxi pour toutes ces valeurs,

– pour les deux 2 150 A, nous avons un écart maxi de 0,5 dB

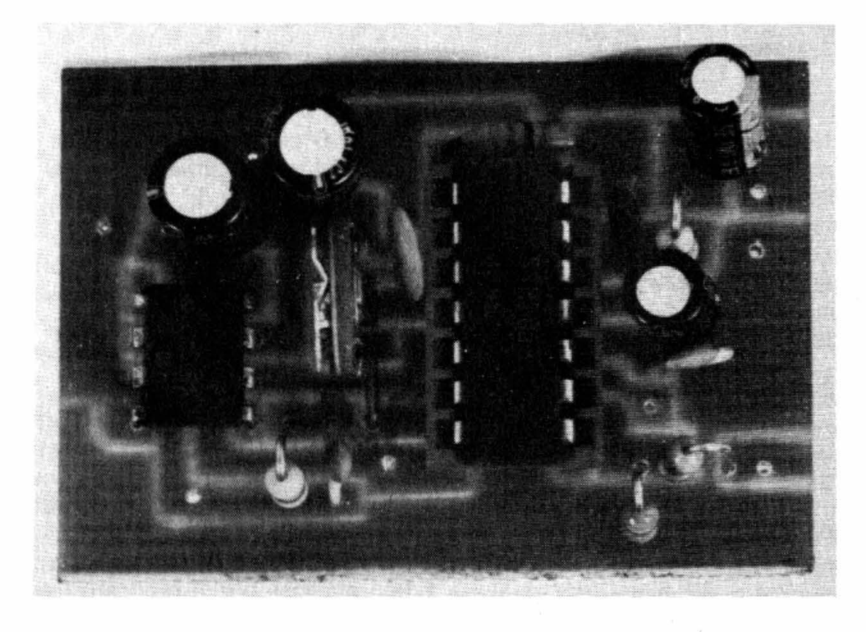
– et pour les 2 155, 0,6 dB.

On peut donc utiliser deux ou plusieurs circuits, pour un emploi en stéréophonie, sans constater de trop fortes dispersions.

Pour les taux de distorsion, nous avons constaté une valeur plus importante pour le 2155, un peu plus basse pour le 2 150 A et encore plus faible pour le 2151, ce qui correspond à ce qu'annonce le constructeur.

A titre de comparaison, si le 2151 a moins de 0,02 % de distorsion, le 2150 A en aura 0,025 et le 2155, 0,03 %. Les différences sont donc minimes et ne justifient pas, dans bon nombre de cas, l'emploi de la version 2151, la plus chère.

L'amplificateur commandé en tension 2150 présente un coefficient de température de l'entrée de commande de 0,33 %/°C. Il peut être nécessaire de compenser ce coefficient de température. Le montage proposé par dbx (fig. 9) permet d'assurer cette compensation. Un amplificateur opérationnel dont le circuit de fixation de gain comporte un élément à coefficient de température positif de 0,33 %/°C permet de résoudre à la fois le problème de la compensation de température et celui de la faible impédance d'attaque de l'entrée de commande. Cette résistance Rt doit avoir un coefficient de température positif. Ce type de composant, pas très courant, peut être remplacé par une résistance au silicium (par exemple KTY 10 de Siemens) dont le coefficient de température est de 0,6%/°C environ. En mettant en série une résistance de même valeur, on obtiendra un coefficient de température adapté au circuit intégré. On peut également envisager l'utilisation d'un élément à coefficient de température négatif introduit, en parallèle, sur la résistance de contre-réaction. Là encore, l'association d'une résistance fixe et d'une CTN pourra s'avérer, nécessaire compte tenu du coefficient de température élevé des CTN.



Notre réalisation avec le SSM 2013.

SSMT : SSM 2013

La firme américaine SSMT est connue dans le domaine de la musique électronique. En effet, elle étudie des circuits intégrés pour la réalisation de synthétiseurs musicaux, circuits analogiques générateurs de signaux, filtres commandés en tension, générateurs d'enveloppe et autres... Le 2013 est, suivant la définition de son fabricant : « Un amplificateur commandé en tension travaillant en classe A, à commande exponentielle et à faible prix. Ce composant permet d'obtenir un rapport S/B de 97 dB avec un taux de distorsion harmoni-

que de 0,01 %. Les entrée et sortie – en courant – permettent d'obtenir une très large bande avec sommation facile des signaux d'entrée et un minimum de composants externes. Dans la plupart des applications, l'absence de diaphonie entre le signal de commande et celui de sortie et le faible taux d'harmonique 2, rendent les ajustements inutiles. Le 2013 dispose, en outre, d'une garde de 12 dB et permet d'obtenir un gain de 40 dB. »

La figure 10 donne le schéma bloc du circuit intégré, le détail des circuits de commande de gain ne figurent pas dans ce schéma. Par contre, on voit bien le circuit de commande de gain avec son système de générateur de courant exponentiel. Sur ce circuit, nous avons une entrée supplémentaire qui permet de couper rapidement le signal, un condensateur de silencieux permet d'adoucir la transition et d'éliminer toute perception de bruit de coupure. Une valeur de condensateur de 1 µF permet d'obtenir une constante de temps suffisante de 10 ms.

La commande se fait par une tension qui devra être supérieure à 3 V pour que la coupure de la sortie ait lieu. Avec une tension inférieure à 1 V, ou en laissant la broche de commande libre, on obtiendra le fonctionnement normal du dispositif.

L'entrée et la sortie ont lieu « en courant », une résistance à l'entrée et un amplificateur monté en convertisseur courant/tension permettront d'extraire le signal de sortie. La figure 11 donne le schéma d'application proposé par le fabricant (il est en général relativement difficile d'innover en la matière), le circuit est prévu pour travailler d'une façon unique. Tout au plus peut-on modifier la valeur des composants de façon à s'adapter aux tensions et aux impédances présentes.

Autour du circuit, nous trouvons divers composants. La résistance d'entrée se calcule en tenant compte du courant maximal (audio) admissible, SSMT préconise un courant crête de 200 µA afin de conserver une marge de 12 dB, le circuit pouvant laisser entrer, sans distorsion, un courant maximal de 800 µA crête.

Un réseau RC (R_3 C_4) introduit sur l'entrée un zéro de compensation à 300 kHz, nécessaire à la stabilité du circuit. Le condensateur C_2 sert également de compensation ainsi que C_7. En sortie, nous retrouvons le condensateur en parallèle sur l'amplificateur de sortie. La tension de commande arrive sur un réseau de deux résistances qui servent à abaisser la valeur de la tension appliquée directement sur l'entrée, comme on entre sur une base, l'amplitude de la tension de commande ne peut être supérieure à quelques centaines de millivolts, valeur relativement difficile à manipuler. Nous avons ajouté au circuit proposé par SSMT un condensateur de forte valeur (470 µF, C_5) servant à abaisser, du point de vue alternatif, l'impé-

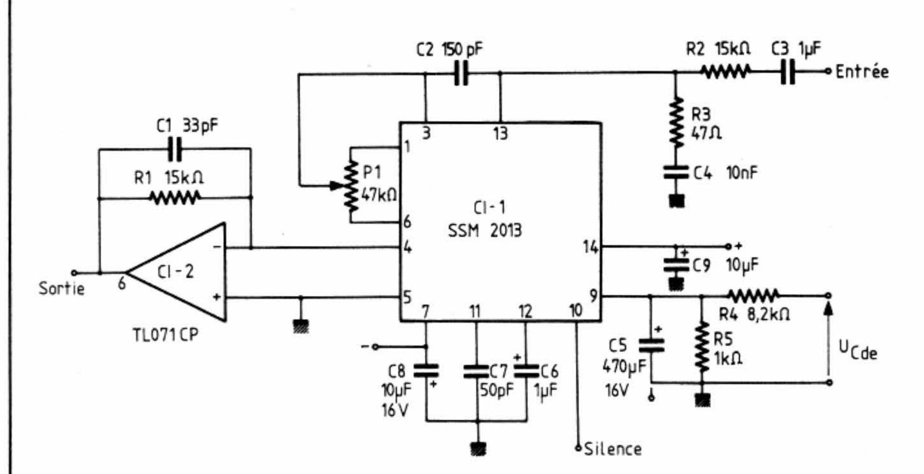


Fig. 11. – Schéma d'application du SSM 2013 de SSMT.

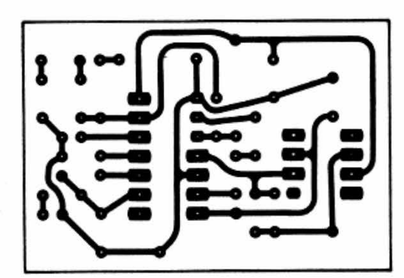


Fig. 12. – Le circuit imprimé à l'échelle 1.

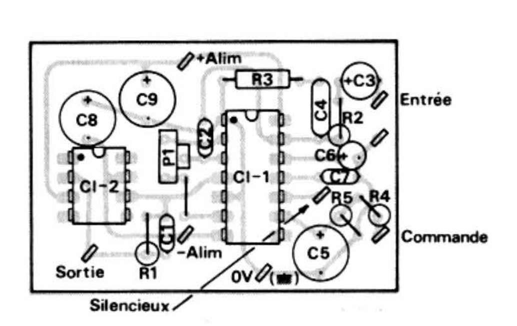


Fig. 13. – Implantation des composants.

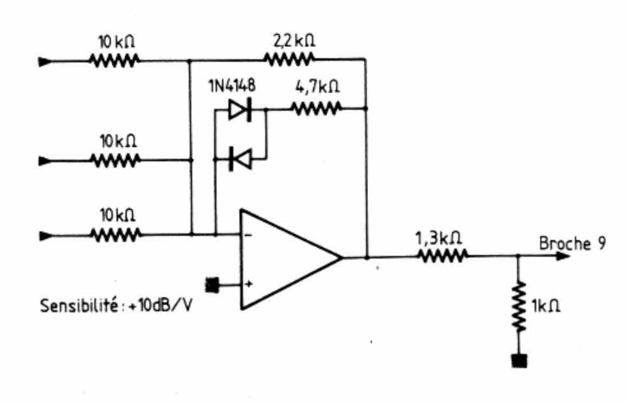


Fig. 14 – Circuit de linéarisation de la commande du SSM 2013.

dance vue par le circuit, bien que cette entrée ne manipule, en principe, aucune tension alternative ; nous avons pu constater une amélioration très sensible du taux de distorsion (un rapport de 1 à 10 environ) dans certaines conditions de travail. Nous avons également, sur ce circuit, un potentiomètre de réglage fin de la distorsion, ce potentiomètre n'est pas indispensable et ne joue que pour des gains élevés et à fort niveau.

La figure 12 donne le circuit imprimé et la figure 13 l'implantation des composants, la fabrication n'attire aucune remarque particulière. Le circuit est simple.

Mesures

Nous commençons par la caractéristique de commande obtenue (courbe C) avec les valeurs que nous avons indiquées sur le schéma de principe. On notera que la linéarité de la courbe n'est pas aussi bonne que celle des circuits précédents. SSMT propose d'ailleurs un circuit de linéarisation que nous vous donnons figure 14. Ce circuit demande un réseau atténuateur entre la sortie de l'amplificateur et l'entrée de commande, en effet, ce sont les tensions de seuil des diodes qui permettent de générer une caractéristique non li-

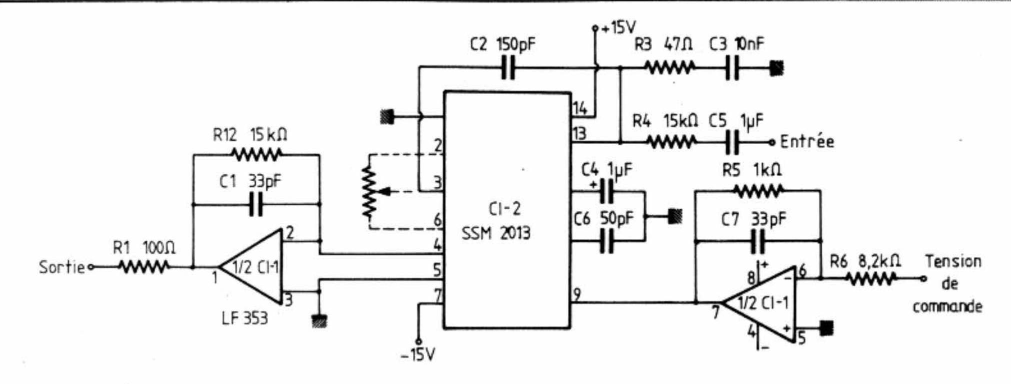


Fig. 15. – Schéma d'application avec commande par circuit intégré.

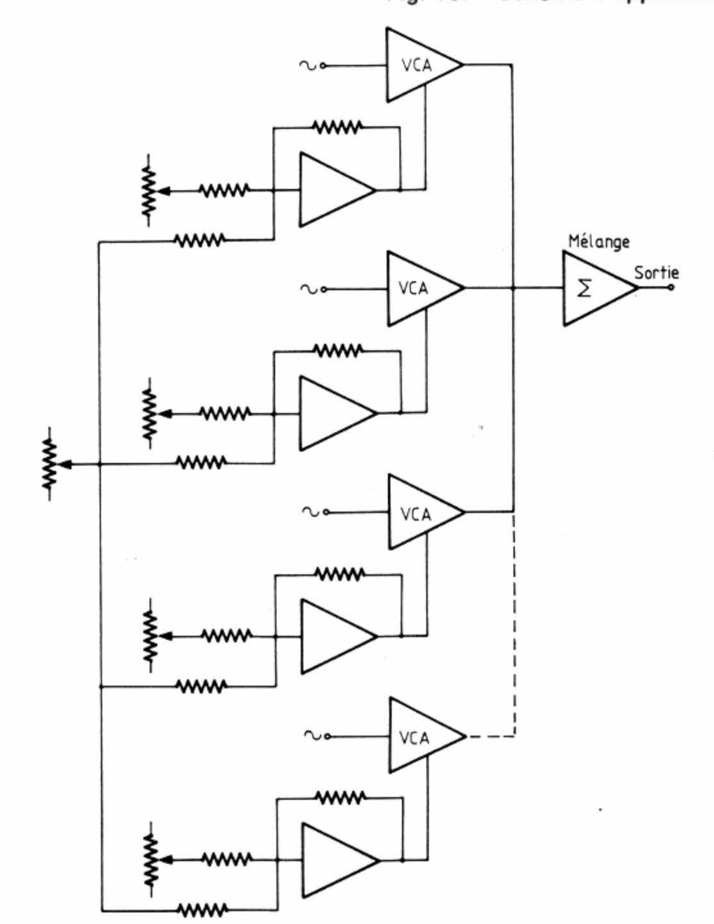


Fig. 16. – Commande de mélange par tension avec un potentiomètre de groupe commun à plusieurs voies.

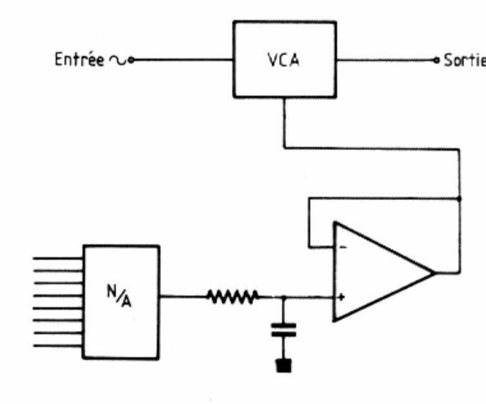


Fig. 17. – Commande de gain par convertisseur numérique/analogique.

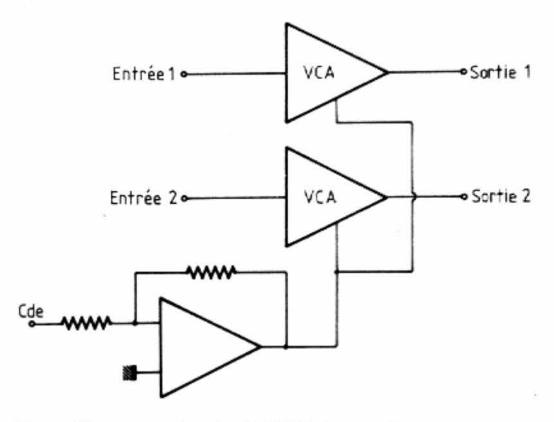


Fig. 18. – Commande de 2 VCA à partir d'une tension unique.

néaire. Sans le circuit de correction, SSMT annonce une précision de ± 1,5 dB sur une plage de ± 36 dB, ce que l'on constatera ici. Bien entendu, avec le circuit de correction, on pourra associer un condensateur d'abaissement de l'impédance de sortie du diviseur.

Le montage testé ici permet de disposer d'un gain de 50 dB descendant jusqu'à une atténuation de 90 dB.

Avec un gain de 50 dB, nous avons un bruit de fond de – 53 dBm, à 0 dB de gain, nous avons un bruit de fond de – 82 dBm avec une atténuation de 40 dB, le bruit de fond passe à – 106 dBm et plafonne à – 109 dBm pour l'atténuation maximale. Précisons que ces bruits de fond sont mesurés en valeur pondérée A.

Nous avons mesuré le taux de distorsion harmonique dans des conditions difficiles, en effet, nous avons admis à l'entrée une tension de + 21 dBm, soit un peu plus de 7 V.

– Avec une tension de sortie de + 21 dBm, le taux de distorsion à 1 kHz est inférieure à 0,02 %.

– A 10 kHz, il devient légèrement inférieur à 0,07 %.

Avec un niveau d'entrée de 12 dBm et un gain unité, le taux de distorsion à 1 kHz est de moins de 0,03 %

– et de moins de 0,02 % à 10 kHz. Avec un niveau de sortie de – 8 dBm, soit une atténuation de 20 dB, la distorsion passe à moins de 0,04 % à 1 kHz,

– à moins de 0,02 % à 10 kHz.

Fig. 19. – Filtre du premier ordre commandé en tension.

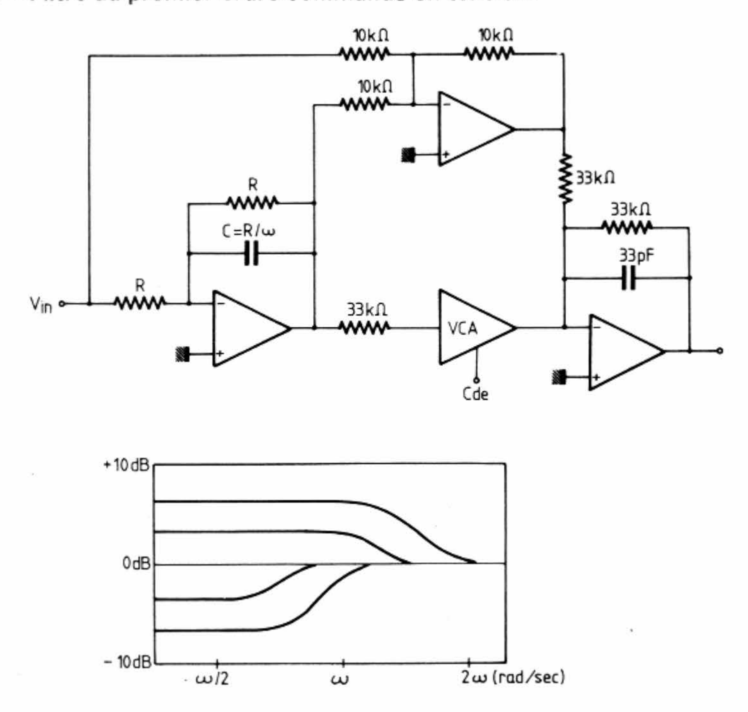


Fig. 20. – Filtre correcteur commandé en tension.

Le montage bénéficie d'un temps de montée de – 1,2 μs et + 1 μs et d'une vitesse de balayage en tension de 14 V/μs jusqu'à un gain de 30 dB. Au-dessus, la vitesse de balayage en tension diminue. La consommation du montage est de 9 mA sur l'alimentation positive et de 10 mA sur la négative. Les mesures effectuées ici correspondent à celles du montage de la figure 11.

Nous avons expérimenté, avec des résultats pratiquement identiques, un autre montage, celui de la figure 15. Ce montage utilise un double amplificateur opérationnel à compensation interne, il demande cette fois l'adjonction d'une résistance série pour éviter les accrochages sur charge capacitive. Les doubles amplificateurs opérationnels en boîtier à 8 broches sont compensés pour un gain unité, la résistance série s'impose pour la « tranquillité » du fonctionnement. Le circuit de linéarisation de la variation de gain en fonction de la commande d'entrée peut-être utilisé, il suffit pour cela de réaliser le montage de la figure 15 et de placer un étage tampon, à gain unité, pour attaquer l'entrée de commande.

Utilisation des VCA

La fonction première d'un amplificateur ou d'un atténuateur VCA est la commande d'un niveau audio. Nous vous proposons ci-après plusieurs suggestions extraites de divers documents traitant des applications de ces circuits.

L'une des premières applications des VCA est le remplacement des potentiomètres des consoles de mixage en vue de leur automation. Un potentiomètre traditionnel demande un moteur d'asservissement, solution mécaniquement complexe et onéreuse.

Le VCA peut recevoir, figure 16, plusieurs tensions de commande : une tension pour la commande individuelle et une tension de groupe, une seule source pouvant commander plusieurs VCA, par exemple, pour un regroupement des cuivres sur une seule commande (après préréglage des niveaux relatifs de chaque instrument).

Le VCA, figure 17, peut également recevoir une commande d'un conver-

tisseur numérique/analogique, dont les ordres proviennent d'un mini-ordinateur dans lequel on aura mis en mémoire tout un programme de changement de niveau. Cette technique conduit au mixage automatique, on pourra aussi programmer des variations dynamiques d'un son, (variations préalablement mémorisées).

La figure 18 donne un exemple d'une commande de plusieurs VCA à partir d'une même tension de commande, ce schéma sera valable, à condition d'avoir des VCA appariés, ce qui est souvent le cas. Au cas où le gain ne serait pas rigoureusement identique, on pourra installer des résistances d'ajustement. On pourra également réaliser, avec deux amplis de commande, la fonction « balance ». Bien sûr, le VCA peut être commandé par une tension alternative de façon à produire des effets de trémolo. Si la tension de commande provient d'un monostable, on obtiendra une salve. Pour cette application, on devra vérifier l'absence de composante continue transitoire en sortie. Ce type d'application nous paraît un peu cher par rapport au but recherché, une porte analogique sait très bien effectuer l'opération. Le VCA peut s'installer sur le trajet de n'importe quel signal audio au même type qu'une résistance variable.

La figure 19 donne le principe d'un filtre commandé en tension. Ce filtre est du premier ordre, une sortie passe-haut, une autre passe-bas, permettent de disposer de signaux complémentaires. Ici, la tension de commande permet de modifier la fréquence d'accord du filtre.

La figure 20 montre un exemple de correcteur de timbre commandé en tension. Le signal est divisé en deux branches et le VCA permet de faire varier le rapport des tensions mélangées dans l'amplificateur de sortie.

L'une des applications la plus courante des atténuateurs commandés en tension est le traitement, en amplitude, des signaux, par exemple, pour effectuer une compression ou, par un traitement compression/expansion, une réduction du bruit de fond lors d'un enregistrement magnétique. La figure 21 donne un exemple de synoptique d'un compresseur/expanseur avec convertisseur log et amplificateur de commande dont on peut faire varier le gain et la polarité du signal, de façon à assurer, soit une expansion, soit une compression. Les exemples ne manquent pas.

Conclusions

Ces trois types de circuits intégrés permettent d'obtenir des performances d'un très haut niveau, compatibles avec des emplois professionnels, qu'il s'agisse simplement de gérer un niveau audio ou d'effectuer des mesures. N'oublions pas non plus les possibilités d'emploi aux fréquences hautes permises par la rapidité des circuits, notamment du 1537 A. Sur le plan économique, on constatera que la solution électronique coûte moins cher qu'un potentiomètre professionnel et que les courbes pourront éventuellement être modifiées électroniquement, ce qu'un potentiomètre traditionnel ne permet pas toujours.

Ce que l'on retiendra finalement, c'est que l'on peut réaliser des atténuateurs absolument dénués de distorsion et capables de travailler avec un bruit de fond digne des meilleures installations Hi-Fi. Nous avions examiné, il y a peu de temps, des circuits de correction de timbre pour applications grand public, les taux de distorsions n'étaient pas encore à la hauteur de ceux que nous avons pu mesurer ici. Attendons donc les prochaines générations !

Etienne LEMERY

Bibliographie

The design and integration of a high performance voltage controlled attenuator par David Baskind (B & B Audio) Harvey Rubens (Aphex systems ltd) et Gary Kelson (Kelson Engineering).
Conférence 64e Convention AES.
Applications of voltage controlled amplifiers
William A. Allen dbx Inc ;
Conférence 70e convention AES
Application note 106 de dbx.
Fiches techniques des marques

Adresses des importateurs

- B & B Audio-REDITEC, 62-66, rue Louis-Ampère, 93330 Neuilly-sur-Marne.
- dbx : SCV Audio, 186, allée des Erables, 95947 Roissy-CDG, Cedex.
- SSMT : ISC, 28, rue de la Procession, 92150 Suresnes.

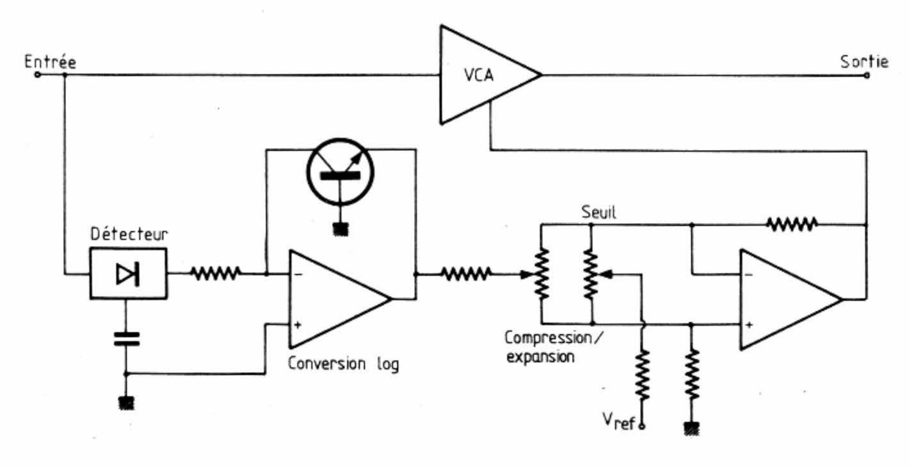


Fig. 21. – Principe d'un compresseur/expanseur à taux variable.

Pratique de la Mesure

L'OSCILLOSCOPE

(Suite voir nos 1707 et 1708)

Nous avons parlé, le mois dernier, du balayage relaxé et vu quelques-uns de ses inconvénients. Rappelons qu'il s'agit d'un balayage spontané du tube, à vitesse réglable, amenée à égalité avec celle du signal observé, lequel apparaît alors immobile sur l'écran. L'immobilisation peut être rendue stable par le mécanisme de la synchronisation.

Le balayage déclenché

C'est le procédé utilisé sur la quasi-totalité des oscilloscopes modernes. Cette fois, l'oscillation en dents de scie produisant le balayage, n'est plus spontanée, mais elle est provoquée, « déclenchée » par le signal à observer.

Nous avons vu que le balayage relaxé pouvait être produit par un transistor du type unijonction. C'est un procédé très simple, mais il y en a d'autres peut-être plus souples. C'est le cas du montage de la figure 1.

Le condensateur C se charge à courant constant I_K, donc linéairement. Sa tension aux bornes augmente. Lorsque cette tension dépasse le seuil du comparateur, celui-ci bascule, fait conduire T qui décharge C et le phénomène peut recommencer. La synchronisation se fait encore, avec ce montage, en provoquant une décharge anticipée de C, par commande directe du transistor T.

Modifions maintenant ce montage, en ajoutant une bascule B (voir fig. 2). A la mise sous tension du système, le circuit R_1/C_1 active la bascule et la fait passer au « travail », donnant Q = 1. De ce fait, le transistor T conduit et court-circuite le condensateur C, qui ne peut se charger.

Les choses restent en l'état jusqu'à l'arrivée d'un top de synchro sur l'entrée de remise à zéro de la bascule. Alors Q revient à 0 et T se bloque, permettant la charge du condensateur C, dont la tension croissante atteint le seuil de basculement du comparateur. La sortie de ce dernier, passant au niveau haut déclenche à

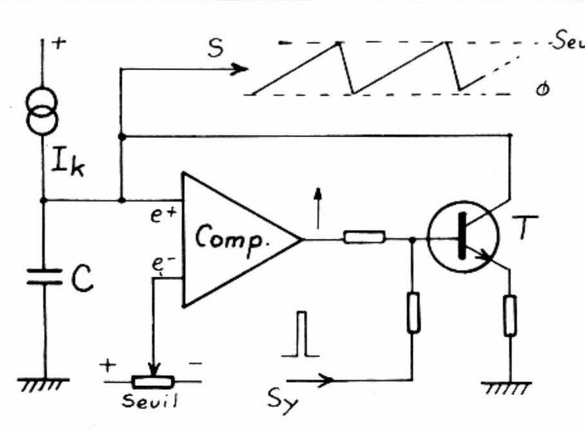


Fig. 1. – Balayage relaxé.

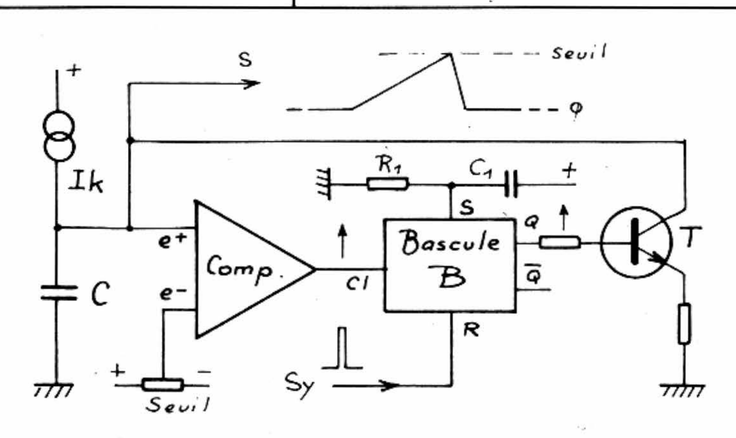


Fig. 2. – Balayage déclenché.

son tour la bascule qui se remet en position travail. Le transistor T décharge C. Il faut attendre un nouveau top de synchro, pour avoir un second cycle charge/décharge de C.

La rampe de balayage ne se produit ainsi qu'à la demande, donnant par exemple les signaux illustrés en figure 3.

Chaque top déclenche une rampe, c'est-à-dire un aller de balayage. Nous pouvons remarquer que le troisième top qui se produit pendant un aller, ne peut rien déclencher, puisque ce top agit sur la remise à 0 d'une bascule qui y est déjà. Bien entendu, les tops de synchro sont fabriqués à partir du signal à observer. Ce signal impose donc sa propre vitesse à ces tops et par conséquent au balayage lui-même. Il ne peut donc plus y avoir de problème de synchronisation : aucun défilement de l'image n'est possible ! Il y a aussi séparation totale entre la vitesse du signal et la vitesse du balayage. Cette dernière peut donc varier dans de très grandes limites sans le moindre inconvénient. Ainsi, comme le montre la figure 4, en faisant varier progressivement cette vitesse, on passe de l'oscillogramme 1 à l'oscillogramme 3, ce qui est très pratique, l'impulsion pouvant être observée exactement à l'échelle voulue.

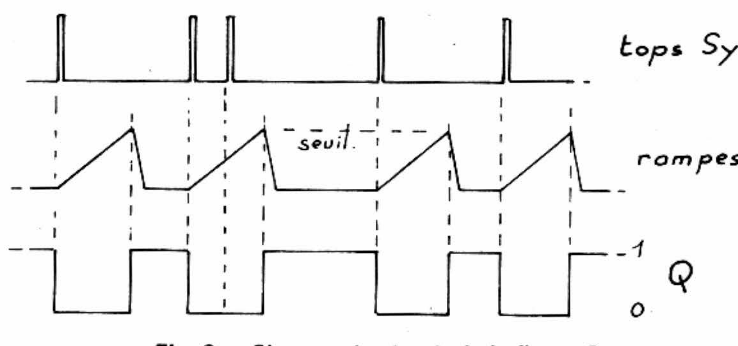


Fig. 3. – Signaux du circuit de la figure 2.

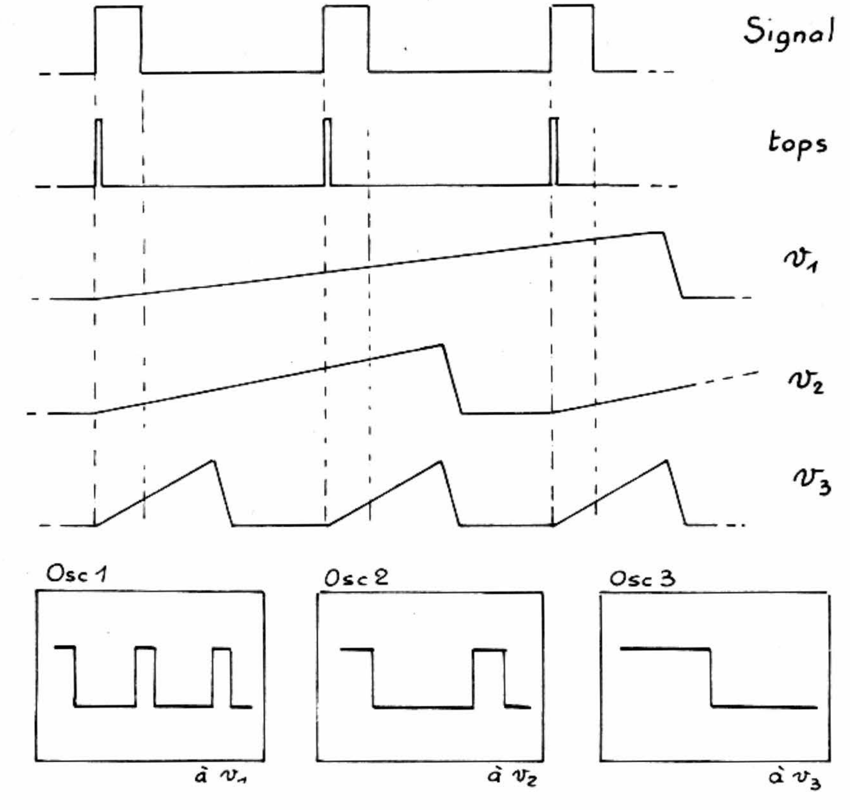


Fig. 4. – Effet de la variation de la vitesse de balayage.

L'impulsion de synchro n'agissant plus du tout sur la fin de charge de C, mais sur son instant de démarrage, il est possible d'étalonner soigneusement la durée de la rampe et ainsi de faire des mesures de temps très précises sur les signaux observés. Les vitesses de balayage sont d'ailleurs données en tps/div. Pour un oscilloscope performant, on va ainsi de 2s/div à 0.1 µs/div. Soit pour un graticule de 10 divisions, des durées de rampe allant de 20 s à 1 µs. La variation n'est pas continue entre ces deux valeurs extrêmes, mais elle se fait par bonds respectant les coefficients 1, 2 et 5. Ainsi, dans l'exemple ci-dessus, aurions-nous une commutation de vitesse à 23 positions :

– 2, 1, 0.5, 0.2, 0.1 seconde/div.
– 50, 20, 10, 5, 2, 1 milliseconde/div.
– 500, 200, 100, 50, 20, 10, 5, 2, 1, 0.5, 0.2, 0.1 microseconde/div.

Ces 23 positions sont généralement très suffisantes en pratique (des oscilloscopes plus modestes n'en ayant qu'une bonne dizaine !). Cependant, un vernier de réglage fin est toujours prévu. Cela pour faire certaines observations particulières dont nous aurons plus tard l'occasion de reparler. Si le vernier est utilisé, l'étalonnage précis de la vitesse de balayage est évidemment perdu.

Dans le mode « balayage relaxé », le mouvement du spot sur l'écran est permanent, puisque l'oscillation n'est jamais arrêtée. Ce n'est pas le cas du balayage déclenché pour lequel le spot est souvent immobile, à gauche de l'écran, attendant le top de déclenchement. Or, cet état est très dangereux pour le phosphore de l'écran qui risque d'être irrémédiablement brûlé, au point d'immobilité. Un tel point très lumineux serait d'ailleurs particulièrement désagréable pour l'observateur.

Pour supprimer ce phénomène et en même temps supprimer la trace de retour du spot (le même problème existe pour cette trace de retour, en relaxé !), le spot n'est « allumé » que pendant l'aller du balayage. Il est éteint pendant le retour et pendant l'attente du top de déclenchement.

La figure 5 montre comment on peut obtenir ce résultat simplement, en même temps que la commande de luminosité du tube. Rappelons que celle-ci est déterminée par la tension existant entre la cathode et la grille (ou wehnelt) du tube cathodique. Le wehnelt est négatif par rapport à la cathode. Plus la différence de potentiel est importante et plus le faisceau est réduit et la luminosité faible. Dans le cas de la figure 5, si le potentiomètre de lumière est tourné vers la masse, on a une différence de potentiel de 1 100 – 1 000 = 100 V entre cathode et wehnelt : le tube est bloqué (cut-off). Par contre, lorsque le potentiomètre est tourné vers le + 100 V, la tension de wehnelt devient : – 1 100 + 100 = – 1 000 V, donc égale à la tension de cathode : le tube est au maximum de luminosité. On peut alors régler la lumière en réglant P.

Par ailleurs, le transistor T, dont nous n'avons pas encore parlé, peut court-circuiter la tension du curseur de P et ainsi la mettre à 0 V. Dans ce cas, quel que soit le réglage du potentiomètre, le tube se bloque et passe au cut-off. Le transistor T est simplement commandé par la bascule B du montage de la figure 2. Comme on peut le voir sur les signaux représentés en figure 3, Q est à 0 uniquement pendant l'aller du balayage. T est alors bloqué et la luminosité réglable par P. Par contre, pendant le retour de rampe et pendant l'attente du top, Q est à 1, donc T conducteur et le tube est éteint.

Ce mode de fonctionnement est évidemment indispensable en mode déclenché. Il présente peut-être un petit inconvénient : lorsque l'oscilloscope ne reçoit pas de top de déclenchement, le tube est éteint ! C'est normal, mais l'observateur peut aussi se demander si son appareil n'est pas... en panne ! Pour rassurer les anxieux et aussi, bien sûr, parce que c'est utile dans certains cas, un mode de balayage « automatique » est prévu. En somme, en absence de top de synchro, le balayage déclenché se transforme en relaxé !

Pour obtenir ce résultat, on peut faire appel à un montage, tel celui de la figure 6. Nous constatons que le générateur de rampe peut être déclenché, soit par les tops normaux, soit par des tops créés artificiellement par un générateur « de secours » démarrant avec un délai de retard. Un détecteur de tops normaux passe en action dès qu'il constate leur absence et fait démarrer le générateur de remplacement. Bien entendu, le délai de détection d'absence doit être assez long pour permettre le fonctionnement avec synchro sur des signaux lents. Ce délai est souvent de l'ordre de la demi-seconde. Si l'on veut observer des signaux plus lents que le délai ci-dessus, il n'est plus possible de choisir ce mode « auto » et il faut revenir en mode normal.

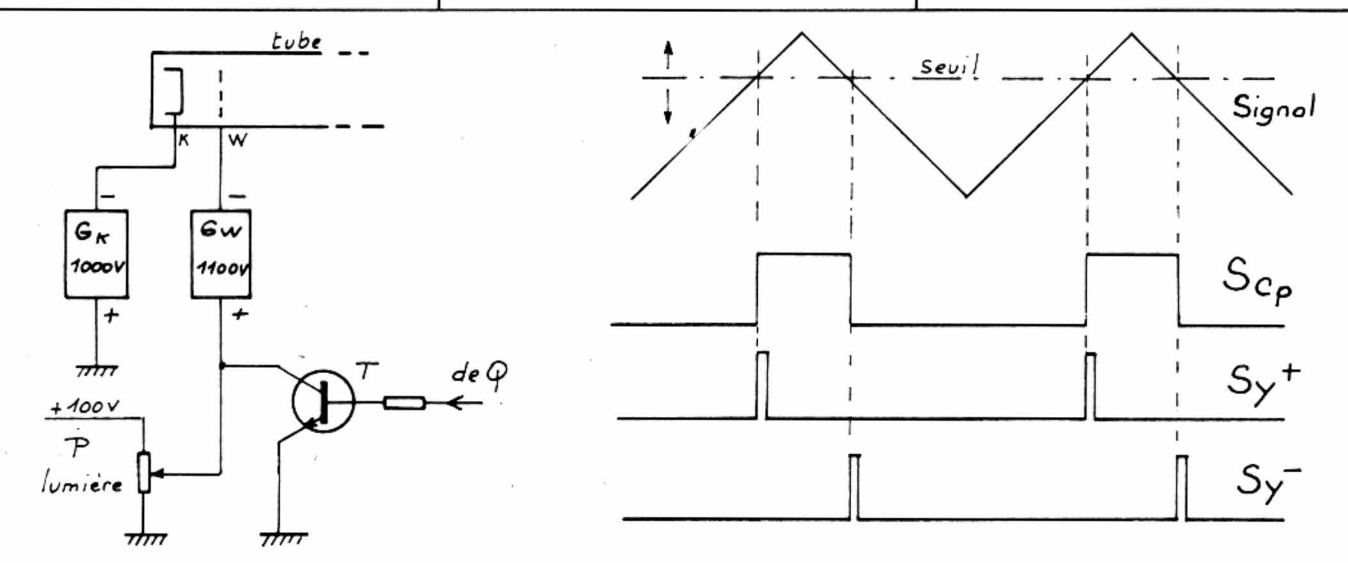


Fig. 5. – Commande de luminosité et extinction du tube cathodique.

Fig. 7. – Formation des tops de synchro.

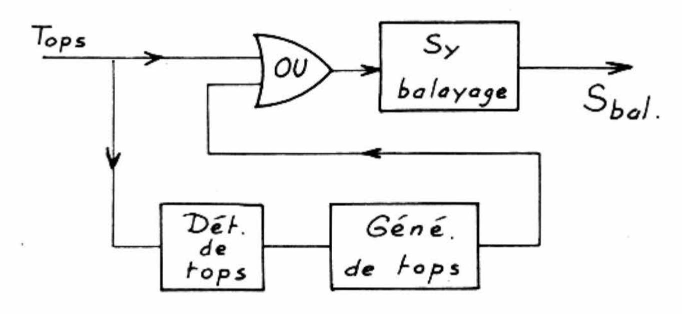


Fig. 6. – Balayage en mode « Auto ».

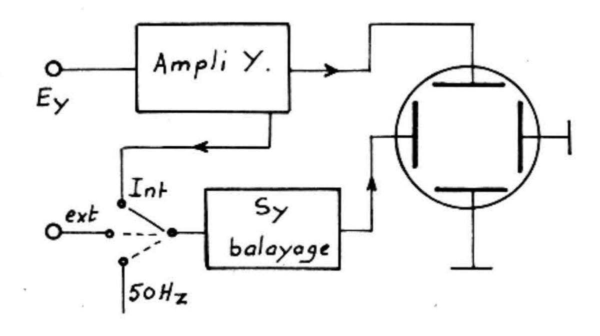


Fig. 8. – Choix de la nature du signal synchronisant.

Choix du signal déclencheur

Origine (fig. 8)

– **Interne.** C'est le signal observé lui-même qui fournit les tops de synchro. Rappelons le mécanisme de cette formation, en observant la figure 7. Le signal est appliqué à l'entrée d'un comparateur dont la tension de seuil est ajustable. A la sortie du comparateur, on obtient un signal rectangulaire dont les flancs montants et descendants sont extraits par différenciation. On a alors deux signaux, l'un correspondant au flanc montant du signal et l'autre au flanc descendant et constitué des fameux tops servant au déclenchement. Chaque top donne le début exact de l'aller du balayage et par conséquent fixe le début de la période du signal observée. Si le seuil de comparaison change, ce point de début change aussi. Cela est évidemment très pratique et permet de choisir la partie du signal que l'on désire étudier.

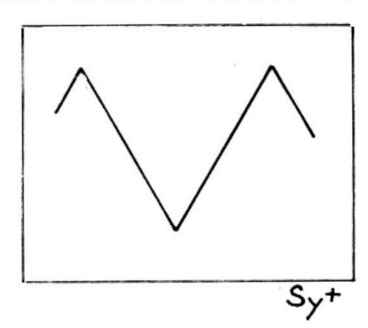
– **Externe.** C'est un signal prélevé hors oscilloscope qui sert à fabriquer les tops de synchro. Cette méthode, un peu exceptionnelle, est retenue lorsque le signal observé est trop complexe pour se prêter à la génération des tops. Par exemple, si ce signal est un signal vidéo, issu d'une caméra !

– **50 Hz.** Cette position est parfois utile pour l'observation de signaux en relation directe avec le secteur : par exemple, pour observer la tension de ronflement existant à la sortie d'une alimentation. Cette tension est souvent faible et se prête mal à la synchronisation. En mode « 50 Hz », il n'y aura plus de problème.

Nature

– **Continu.** Le signal servant à fabriquer les tops de synchro est le signal observé, y compris la tension continue de cadrage. Cette tension permettant de placer l'oscillogramme à la hauteur désirée sur l'écran. Le potentiomètre de seuil de la figure 7 permet alors de choisir à quel niveau vertical de l'écran se fera le déclenchement. Le point de déclenchement est ainsi fixé par rapport au graticule, indépendamment du signal. Bien sûr si le signal existe à ce niveau, il y aura déclenchement effectif, par contre, s'il ne s'y trouve pas, le balayage ne se produira pas. Les photos A et B montrent bien le phénomène.

– **Alternatif.** Le signal retenu est ici le signal observé débarrassé de la composante continue de cadrage. Le réglage de seuil se fait alors par réfé-



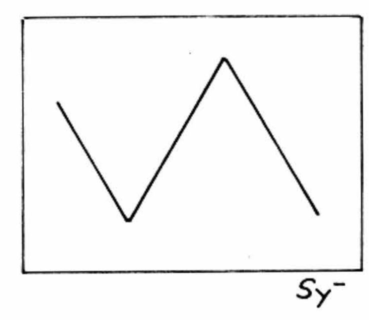


Fig. 9. – Oscillogrammes obtenus en Sy⁺ et Sy⁻ du signal triangulaire de la figure 8.

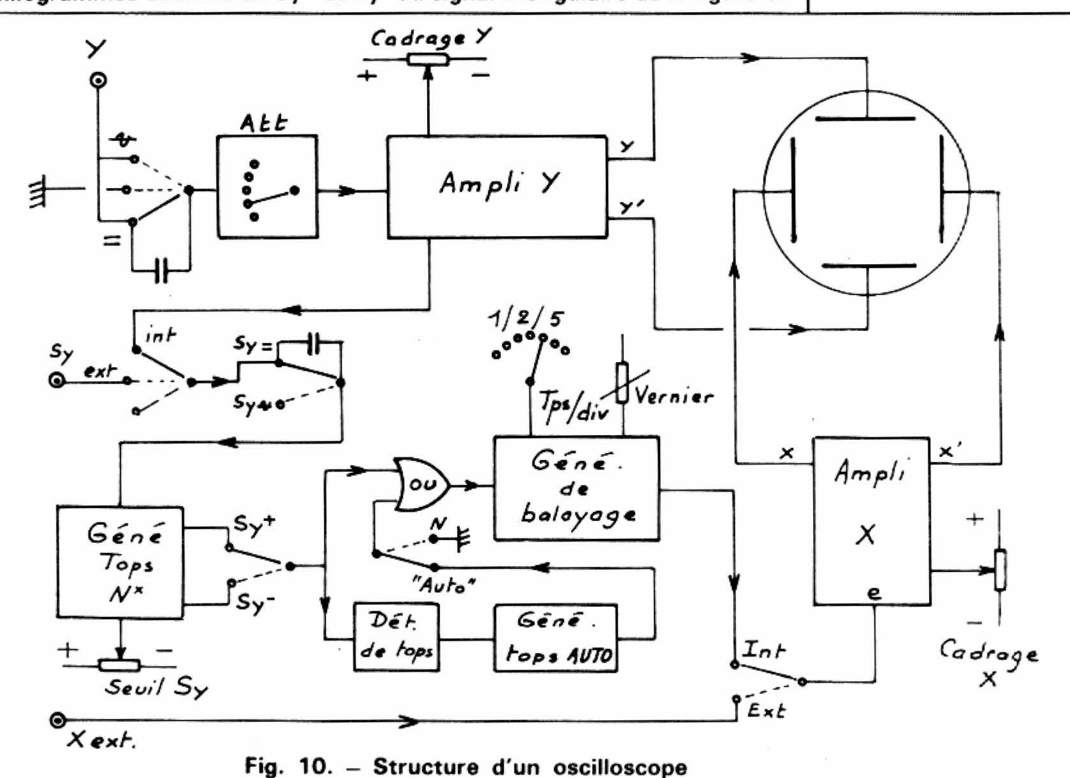
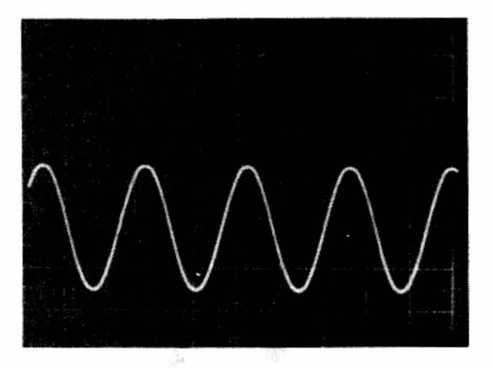
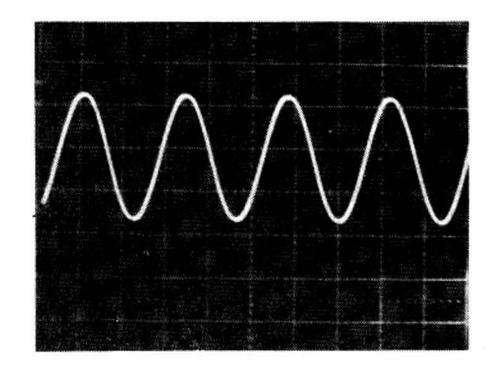
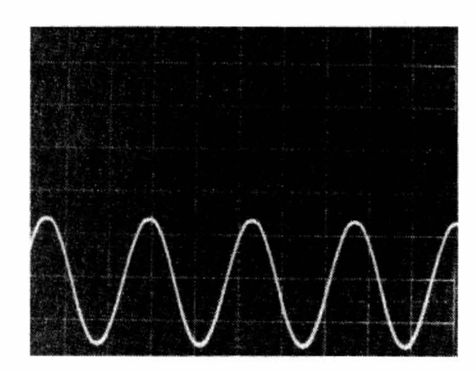


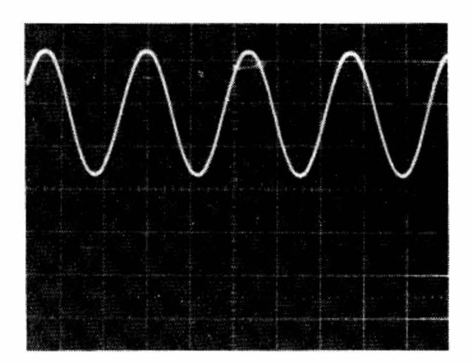
Fig. 10. – Structure d'un oscilloscope regroupant les différentes fonctions étudiées.





Photos A et B. – Synchro en mode continu. Remarquer que le niveau du déclenchement est fixe par rapport à l'écran. Il ne suit pas le cadrage.





Photos C et D. – Synchro en mode alternatif. Le point de déclenchement suit le signal, même en jouant sur le cadrage.

rence au signal seul et le point de départ de l'oscillogramme observé ne dépend pas du réglage de cadrage. Voir photos C et D.

Polarité (fig. 9)

Nous avons vu, lors de l'examen de la figure 7, que le générateur de tops de synchro fournissait deux types d'impulsions notées Sy^+ et Sy^-. Un commutateur permet le choix entre ces deux signaux.

- Lorsque Sy^+ est choisi, le déclenchement se fait sur le flanc montant du signal visualisé.
- Lorsque c'est Sy^- qui est retenu, ce déclenchement se fait sur le flanc descendant.

Dans le premier cas la synchronisation est dite « positive », dans le second elle est dite « négative ». Cette possibilité est très utile pour choisir la partie visible du signal en début de trace. Dans le cas de l'observation d'une impulsion, c'est très important : si vous choisissez la Sy^+, en observant une impulsion négative, vous allez déclencher sur le front montant, donc sur le front arrière. C'est lui qui va se placer en début de trace. Résultat pratique : vous ne verrez rien ! L'impulsion se produisant avant le déclenchement ! Dans ce cas, il fallait évidemment choisir Sy^- !

Balayage extérieur

Le balayage généré intérieurement par l'oscilloscope est toujours linéaire. C'est une rampe à pente constante, donnant un déplacement du spot proportionnel au temps. C'est d'ailleurs presque toujours ce qui est demandé par l'observateur qui désire connaître les variations d'un signal en fonction du temps : $Y = f(t)$.

Pourtant, il existe d'autres cas où le déplacement horizontal du spot doit suivre une autre loi. C'est par exemple le cas des fameuses figures de Lissajoux, dont nous reparlerons plus tard. C'est aussi le cas lorsque l'oscilloscope est associé à un wobulateur. Dans cet appareil, pour des raisons de simplicité, la wobulation, c'est-à-dire le glissement de la fréquence est souvent provoquée par un signal sinusoïdal à 50 Hz. Dans ces conditions, il faut que le balayage soit également sinusoïdal, pour retrouver une représentation linéaire.

Pour toutes ces applications, un peu spéciales, le balayage interne ne convient plus. C'est pourquoi tous les oscilloscopes comportent toujours une entrée de balayage par signal externe. Un simple commutateur suffit d'ailleurs, comme le montre la figure 10, sur laquelle nous avons regroupé les différentes possibilités présentées dans les lignes précédentes.

F. THOBOIS

AUDIOTECHNICA A LA POINTE DE L'ANALOGIQUE

Audio-Protec n'est pas seulement une firme spécialisée dans les produits d'entretien audio et vidéo, puisqu'elle distribue aussi la gamme des cellules de lecture Audio-Technica, les microphones de studio de la même marque et, depuis le printemps dernier, les enceintes KEF.
Pour cette rentrée, en prélude à la saison Hi-Fi 1984-1985, Audio-Protec nous avait convié à la présentation des nouvelles cellules Audio-Technica et des toutes dernières KEF 104-2, présentation assortie d'un séminaire technique, placé sous la présidence M. François Malgat, fondateur d'Audio-Protec. Au cours de ce séminaire, M. Matsushita, président d'Audio-Technica, et plusieurs de ses plus proches collaborateurs, d'une part, et M. Raymond Cooke, General Manager de KEF, d'autre part, nous détaillèrent, démonstrations à l'appui, les caractéristiques et les idées directrices des nouveautés faisant l'objet de cette réunion. Comme il se doit quand a lieu une présentation de matériel destiné à la reproduction sonore, des écoutes émaillèrent les exposés et permirent d'apprécier les performances des nouvelles productions tant de KEF que d'Audio-Technica.

Nous envisagerons le cas de la KEF 104-2 séparément*, pour concentrer notre attention sur les cellules Audio-Technica. Celles-ci sont de deux types :

- à double aimant mobile : l'AT – 160 ML
- à double bobine mobile, basse impédance et nécessitant l'emploi d'un transformateur élévateur : l'AT-36 ML (3 Ω) et l'AT-33 ML (17 Ω).

Sur ces trois appellations de nomenclature, on remarquera un groupement de lettres commun aux trois types : ML. Telle est la nouveauté, commune à chacune des cellules de la gamme Audio-Technica ; en l'occurrence, une nouvelle forme de la pointe

TABLEAU I	POINT CONTACT					CONTACT LINEAIRE		
	Sphérique		Elliptique			Shibata	Van Den Hull	Micro-linéaire
	0,7 mil*	0,5 mil*	0,2 x 0,7 mil	0,3 x 0,7 mil	0,4 x 0,7 mil			
Contacts de la pointe dans le sillon								
Vue frontale	R 18 µm A A	R 13 µm A A	R 18 µm A A	R 18 µm A A	R 18 µm A A	R 75 µm ou 45 A A	R 70 µm A A	R 75 µm A A
Vue en coupe (section)	R = 18 µm R	R = 13 µm R	r = 5 µm r	r = 7 µm r	r = 10 µm r	r = 6 µm r	r = 4 µm r	r = 2,5 µm r
Vue de côté	L1 = 4,6 µm L2 = 4,6 µm L2 L1	L1 = 4,2 µm L2 = 4,2 µm L2 L1	L1 = 6,8 µm L2 = 3,5 µm L2 L1	L1 = 6,4 µm L2 = 4 µm L2 L1	L1 = 6 µm L2 = 4,5 µm L2 L1	L1 = 13 µm ou 9,8 L2 = 3,6 µm ou 3,5 L2 L1	L1 = 15,8 µm L2 = 3,7 µm L2 L1	L1 = 21 µm L2 = 3,5 µm L2 L1
Surface de contact	33 µm²	28 µm²	37 µm²	40 µm²	42 µm²	74 ou 54 µm²	92 µm²	115 µm²
L1 / L2	1	1	1,9	1,6	1,3	3,6 ou 2,8	4,3	6

* 1 mil = 1/1 000 de pouce – 1 pouce = 25,4 mm, d'où 1 mil = 25,4 µm

lectrice, qui devient « microlinéaire ». Ainsi donc, après les pointes sphériques, elliptiques et les formes à contacts plus larges, telles les Pramanik, Shibata et Van Den Hul, apparaît un nouveau profil, le profil « microlinéaire », comme le montre le tableau I. C'est à ce tableau que nous nous reportons ci-après.

Les diamants taillés pour avoir un contact linéaire (Shibata, Van Den Hul) possèdent la propriété d'avoir un rayon de courbure R plus important (70 μm) que les pointes sphériques ou elliptiques (R varie alors entre 13 et 18 μm) dans un plan vertical, normalement aux parois du sillon, comme le montrent les vues frontales des divers types de pointe. Par contre, comme en font état les coupes (sections) suivant un plan horizontal, le rayon de courbure r des surfaces en contact avec le sillon dans ce même plan horizontal est de plus en plus réduit : égal à R pour des pointes sphériques (soit donc 18 ou 13 μm), il évolue entre 5 et 10 μm pour les pointes elliptiques et entre 4 et 6 μm en ce qui concerne les pointes à contact linéaire.

Posée dans un sillon, une pointe de lecture entrera en contact avec les flancs de celui-ci suivant diverses formes de surface de contact, avec une déformation plus ou moins grande qui dépendra, pour un type de pointe donné, de la force d'appui appliquée et, pour une même force d'appui, de la forme du contact avec le sillon, forme qui est liée au profil de la pointe – profil donné à la fois par la valeur de R et celle de r. La surface de contact, pour les 2 flancs évoluera entre 28 μm^2 (pointe sphérique de 13 μm) et 92 μm^2 (pointe Van Den Hul).

Digression sur les unités et ordres de grandeur

Il est bien certain que pour une force d'application F donnée, la pression P exercée par la pointe de lecture sur les deux flancs du sillon sera d'autant plus forte que la surface de contact S sera faible puisque les trois grandeurs F, P et S sont liées par la relation :

$F = P.S$ ou $P = F/S$ (1)

F étant exprimée en newtons, P en pascals (newtons/mètres²) et S en mètres carrés dans le système SI ou F en dynes, P en baryes et S en centimètres carrés dans le système cgs. En fait, de façon impropre, la force d'appui est le plus souvent exprimée en unités de masse quand elle l'est en grammes (1 gramme = 10^{-3} kg), vieux souvenir du système M. Kp.S où le poids d'un objet était évalué en kilogramme-force et la masse M, du même objet, évaluée en kilogramme-masse et tous deux exprimés par le même nombre.

Dans le système SI :

$F = Mg$ (2)

F en newtons, M en kilogrammes et g accélération de la pesanteur soit $g \simeq 9,81$ mètres/ secondes/ secondes.

Dans le système c.g.s., même relation avec F en dynes, M en grammes et $g \simeq 981$ centimètres/ secondes/ secondes.

Ainsi donc, dans le système SI, une masse de 2 g – celle que l'on appelle improprement « force d'appui », alors qu'il s'agit d'une masse – conduit à une force F en newtons, d'après (2), égale à :

$F = 0,002 \times 9,81$

$= 0,01962$ newtons.

Et pour une pression, donnée par (1), s'exerçant sur une surface de 28 μm^2 (qui correspond à 28.10^{-12} m²), nous aurons une pression égale à P telle que :

$P = F/S = 0,01962/28.10^{-12}$

$= 78,5.10^7$ pascals.

C'est une pression fantastique ! En effet, il ne faut pas oublier que la pression atmosphérique équivaut à environ 100 000 pascals (133 pascals par mm de mercure), ce qui équivaut aussi à une hauteur d'eau d'un peu plus de 10 mètres. Ce qui signifie qu'une pression de $78,5.10^7$ pascals est celle qui régnerait à une profondeur d'eau d'un peu plus de 80 km... si celle-ci existait. Or les plus profondes fosses océaniques sont de l'ordre

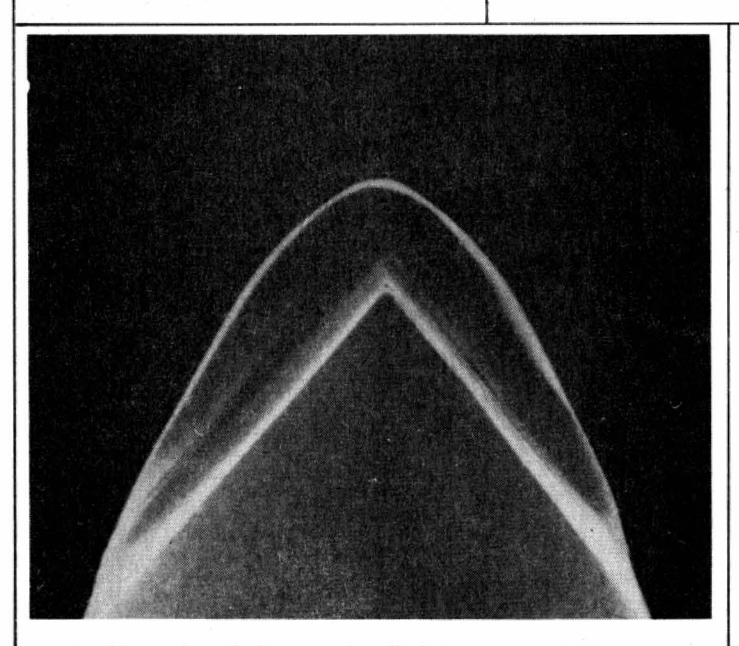


Photo A. – Pointe « microlinéaire » : vue de face.

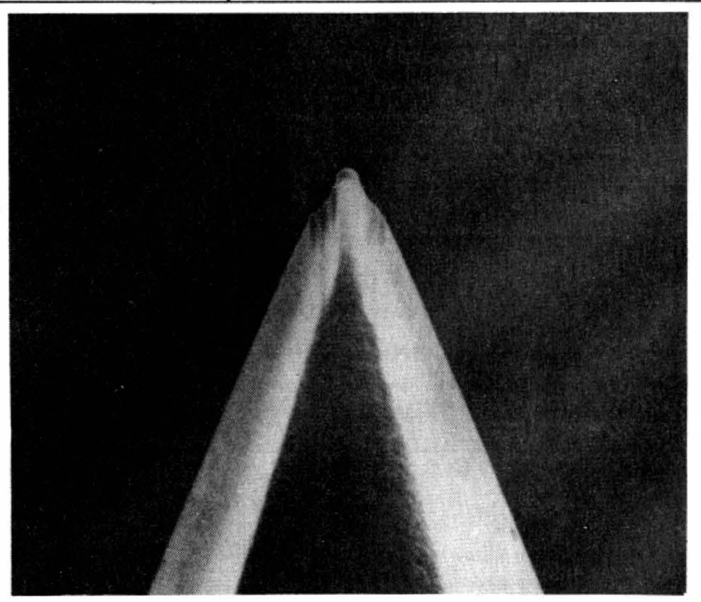


Photo B. – Pointe « microlinéaire » : vue de profil.

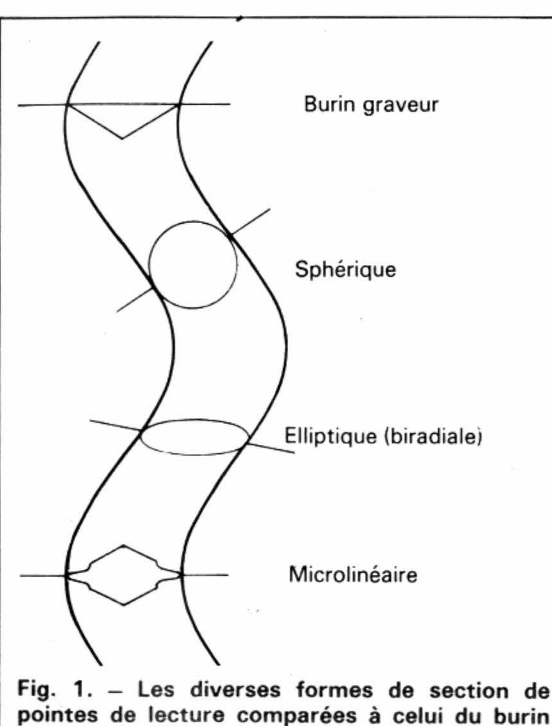


Fig. 1. – Les diverses formes de section de pointes de lecture comparées à celui du burin graveur.

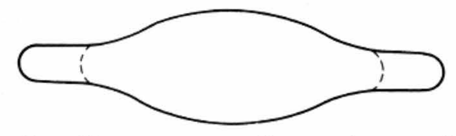
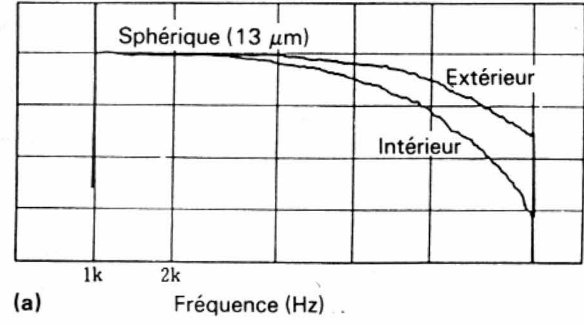
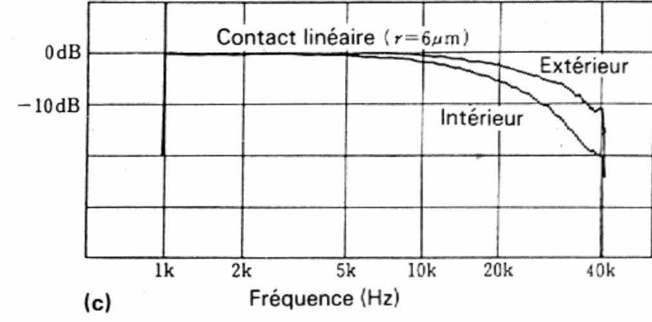


Fig. 2. – Vue en coupe d'une pointe « microlinéaire » : l'usure, normale, ne change pas le rayon de courbure r.

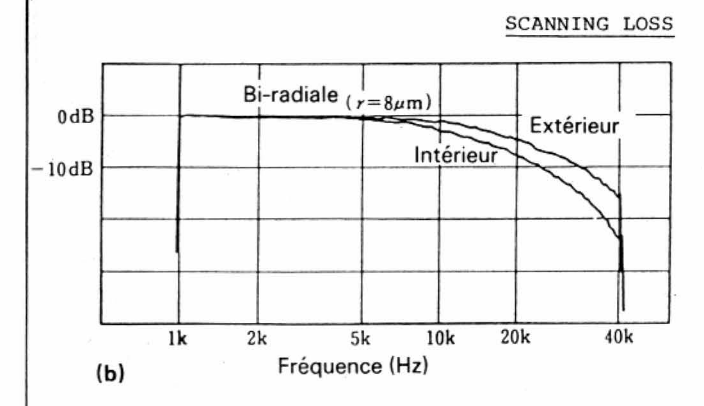
Distorsion harmonique (%)
10
8
6
4
2
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0.1
Contact linéaire (shibata)
Harmonique 2
Microlinéaire
Harmonique 3
Contact linéaire
Microlinéaire
142 Spire périphérique
107
79 Spire la plus petite
mm

Fig. 4. – Distorsions comparées d'une pointe Shibata et d'une pointe « micro-linéaire ». On remarquera que la pointe « micro-linéaire » amène une distorsion moindre surtout sur les spires les plus proches du centre du disque.





SCANNING LOSS



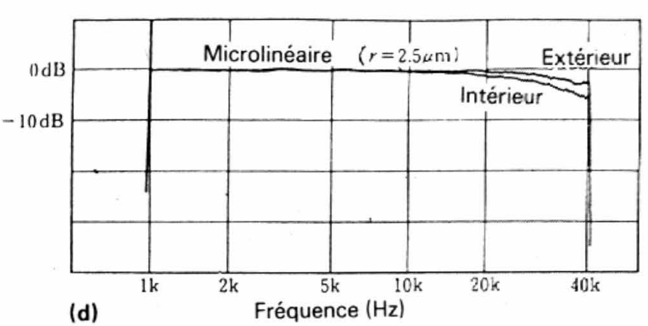


Fig. 3. – Pertes dans les hautes fréquences à la lecture pour la spire périphérique (extérieur) et la spire la plus proche du centre (intérieur) pour quatre types de pointes : a) sphérique ; b) bi-radiale (elliptique) ; c) contact linéaire ; d) contact « microlinéaire ». Il est à noter que toutes les pointes étaient montées sur la même cellule.

de 11 km et les sous-marins ne s'aventurent guère au-delà de quelques centaines de mètres, ce qui est bien normal puisqu'ils n'y résisteraient pas.

Revenons sur terre pour évoquer la prédominance de la pression sur la force dans le cas qui nous préoccupe. Et à ce propos, on remarquera que le sexe dit « faible » – constitué en général de personnes plus graciles que celles constituant le sexe « fort » et qui de ce fait, d'après les lois de la Physique, exerce une force moindre sur le sol que ce dernier – n'en laisse pas moins des marques plus profondes sur les parquets et moquettes à cause de sa prédilection pour les talons à aiguilles, des talons de faible section sur lesquels repose, par intermittence lors de la marche, tout le poids du corps. Et c'est bien normal puisqu'en vertu de (1), la pression est plus forte malgré un poids et une force moindres.

La pointe microlinéaire

Avec la pointe « microlinéaire », Audio-Technica va encore plus loin dans l'augmentation de R (75 μm) et la diminution de r (2,5 μm), tout en portant la surface de contact à 115 μm^2 (pour les deux flancs du sillon), ce qui conduit à une pression moindre que tous les autres profils de pointe lectrice comme le montre le tableau I.

Mais Audio-Technica avec sa pointe « microlinéaire » s'est aussi attaché à un autre aspect des choses que nous n'avons pas encore abordé. En l'occurrence, il s'agit d'obtenir une pointe de lecture aux caractéristiques très proches de celles du burin graveur. Toutefois, comme ce dernier, de par sa destination, consiste en un outil de profil triangulaire aux arêtes particulièrement aiguisées, il ne peut être question d'adopter la même forme pour la pointe lectrice qui détruirait alors, de façon irrémédiable, le sillon du disque. On peut tenter cependant de s'approcher de la forme idéale en réduisant r tout en augmentant R. Telle a été la démarche d'Audio-Technica qui a veillé à obtenir la plus grande surface possible – pour réduire la pression – tout en ayant un profil de pointe qui soit tel que sa largeur de contact L_2 soit plus petite que tout ce qui a été réalisé à ce jour, et une longueur de contact L_1 maxima (voir tableau I et fig. 1). On pourra s'étonner que L_1 et L_2 ne soient pas nulles puisque la pointe est tangente aux flancs du sillon. Ce serait vrai si aucune force d'appui n'était appliquée, mais il faut bien faire tenir la pointe dans le sillon et appliquer une certaine force par l'intermédiaire du bras de lecture pour « lire » le disque. L_1 et L_2 ne font que traduire la déformation élastique de la résine de vinyle constituant le disque sous l'action des formidables pressions mises en jeu quand le diamant repose dans le sillon.

Il nous reste à dire un mot sur la forme de la pointe « microlinéaire ». Sa conception est telle qu'au contraire des autres profils connus, le rayon de courbure r reste constant pendant toute la durée de vie du diamant, laquelle atteint des limites inconnues à ce jour (fig. 2)

Les performances

Aussi proche que faire se peut de la forme du burin graveur, la pointe « microlinéaire » traduit sa conception par une précision inconnue dans le suivi du sillon, une réponse en fréquence étendue et une distorsion très faible.

S'agissant de la réponse en fréquence, la chute qui commence à être observée à 10 kHz avec une pointe elliptique n'apparaît avec la « microlinéaire » qu'à 50 kHz, ce qui amène une différence à peine perceptible entre la partie du sillon située près de la périphérie du disque et celle près du centre, là où la vitesse linéaire est moindre (fig. 3). Audio-Technica n'hésite même pas à dire qu'avec une telle pointe on pourrait revenir avec succès au disque de 16 tours 2/3, qui n'avait eu qu'une existence commerciale éphémère à cause à la fois de sa bande passante réduite et du pleurage des platines de l'époque (milieu des années 50).

Du point de vue de la distorsion, le meilleur suivi du sillon permet d'accéder à une valeur bien moindre, plus particulièrement sur les spires les plus proches du centre du disque (fig. 4).

Enfin une pression réduite, comme il a été vu, ne peut amener qu'une usure moindre tant de la pointe lectrice que du disque lui-même (fig. 5) ;

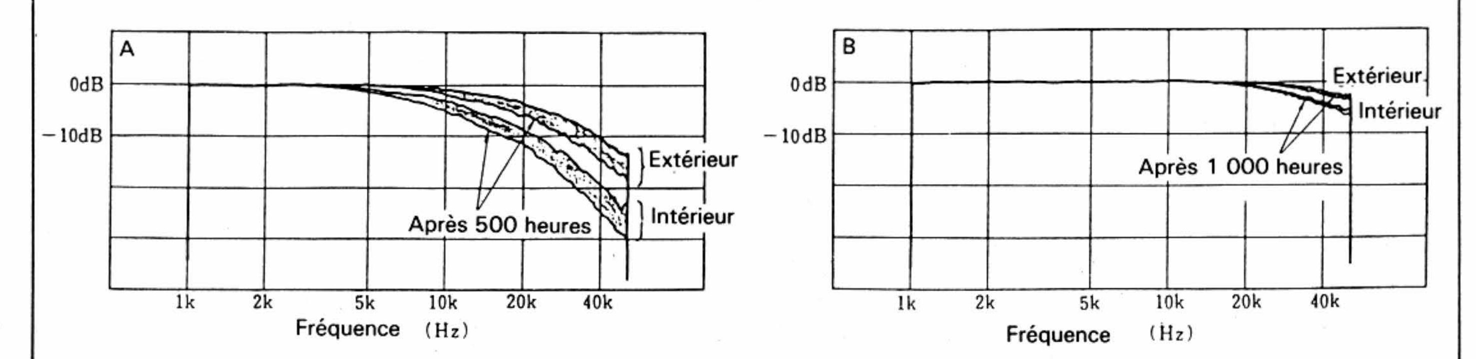


Fig. 5. – Comparatif entre la réponse en fréquence, pour les spires périphérique et centrale d'une pointe bi-radiale (r = 8 μm) et d'une pointe « microlinéaire » au premier passage et après 500 heures pour la première et 1 000 heures pour la seconde. La conservation du rayon de courbure r pour la « microlinéaire » se traduit bien ici par une meilleure constance des performances.

même avec l'usure qui se produit quand il y a frottement (fig. 2) – et aucun type de diamant ne peut échapper à cette érosion – le rayon de courbure r conserve une valeur constante après de nombreuses heures de fonctionnement, ce qui conserve les caractéristiques d'origine.

Les cellules

Qu'elles soient du type à aimant mobile comme l'AT160 ou à bobine mobile comme les AT33 et AT36, toutes ces nouvelles cellules utilisent la pointe « microlinéaire ». D'après les spécifications du constructeur, les modèles à bobine mobile présentent des caractéristiques légèrement supérieures à la 160 ML pour un prix supérieur d'un facteur 1,5 (33 ML) à 2 (36 ML).

De plus, ils nécessitent un transformateur élévateur adaptateur d'impédances pour la plupart des amplificateurs qui ne possèdent pas d'entrée à basse impédance. Les oreilles exercées décèleront (peut-être) de légères différences à l'écoute. Pour nous, ces différences sont telles et si peu marquées qu'elles sont quasi imperceptibles, même avec une reproduction faisant appel à du matériel de qualité comme les amplificateurs-préamplificateurs Accuphase et Luxman et les enceintes KEF 104-2. Il est vrai que nous avons ici affaire à trois cellules haut de gamme et que, à ce niveau, de perfection, il est difficile d'émettre un avis comparatif qui soit raisonnable. Pour vous faire une opinion, le mieux est encore d'aller écouter ces cellules dans de bonnes conditions.

En conclusion

Si l'analogique est inéluctablement condamné par le numérique et la lecture laser, les disques analogiques se comptent par centaines de millions, en France. Et pouvoir les écouter, et même les redécouvrir, avec une très bonne cellule, donne une bien belle satisfaction. Et l'on peut aussi dire que la nouvelle pointe « microlinéaire » n'est pas étrangère à cette satisfaction. Il semble difficile, de ce point de vue, de parvenir à faire mieux : le profil « microlinéaire » est vraisemblablement la version définitive de la pointe de lecture.

Ch. PANNEL.

Rémy Lafaurie abordera ce sujet dans le prochain numéro du « Haut-Parleur » (novembre).

TABLEAU II : PERFORMANCES/SPECIFICATIONS

	AT36ML	AT33ML	AT160ML
Réponse en fréquence (Hz)	10 - 50,000	15 - 50,000	5 - 35,000
Force d'appui verticale (p)*	1,3 - 1,5	1,2 - 1,8	0,75 - 1,75
Lisibilité (amplitude en µm)	90	90	90
Séparation des voies à 1 kHz (dB)	30	30	30
Asymétrie des voies (dB)	0,5	0,5	0,5
Niveau de sortie à 1 kHz et 5 cm/s (mV)	0,1	0,4	5,0
Angle de lecture (degrés)	20	20	20
Impédance de charge (Ω)	3	17	47
Capacité de charge (pF)	100 - 200	100 - 200	100 - 200
Masse de la cellule (grammes)	7,0	6,8	8,3
Dimensions (L × l × h en mm)	23,5 × 16,8 × 17,3	26,5 × 16,6 × 16,0	28,0 X 17,0 × 17,3
Pointe lectrice	Microlinéaire	Microlinéaire	Microlinéaire

* 1 p = 10 milli-newtons.

BIBLIOGRAPHIES

ROBOTISEZ VOTRE ZX 81
par P. GUEULLE

Ne vous débarrassez pas de votre ZX 81 ! Même s'il est un peu défraîchi, il conserve intacte sa puissance de traitement de l'information.

Vous pouvez le transformer, à l'aide de quelques accessoires faciles à construire, en un véritable « robot domestique ». Sans écran TV ni magnétophone, il exécutera fidèlement une tâche programmée une fois pour toutes dans une mémoire permanente.

Principaux chapitres :
- Autopsie du ZX 81
- Une nouvelle vie
- Des entrées et des sorties
- Réorganisons la mémoire
- Programmons nos mémoires mortes
- Un afficheur autonome
- Une carte sonore
- Des applications pratiques
- Une carte microprocesseur.

Un ouvrage format 15 × 21, 176 pages, couverture couleur.

Editeur : E.T.S.F. (Collection Micro-Systèmes n° 12)

PASSEPORT POUR COMMODORE 64
par C. GALAIS

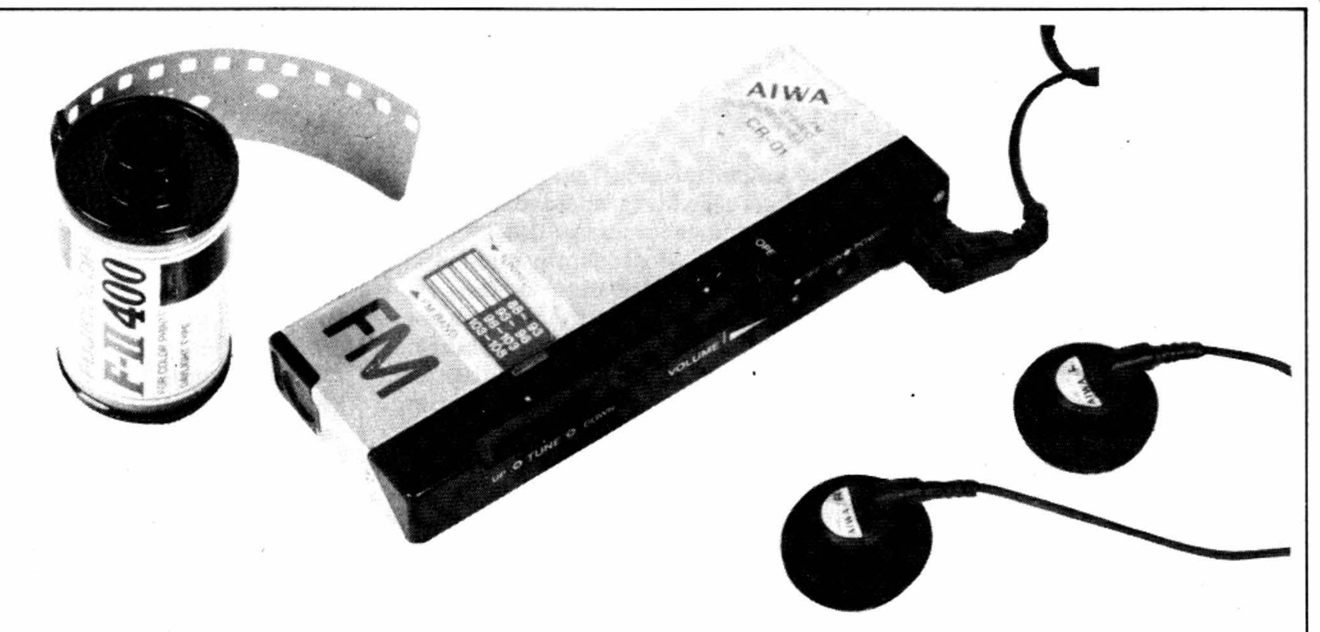
Très pratique, cet ouvrage vous présente tous les mots clés du Basic du Commodore 64 dans l'ordre alphabétique. Chaque fonction, instruction ou commande est accompagnée d'un programme et d'explications détaillées. Excellent complément du manuel pour les débutants, il est aussi très utile au programmeur pour retrouver rapidement l'emploi d'une instruction.

Méthode de présentation :
Classement alphabétique des commandes, fonctions et instructions, avec pour chacune d'elles :
- la traduction anglais/français
- son utilisation
- un exemple de programme
- une explication détaillée.

Un ouvrage format 11,7 × 16,5, 128 pages, couverture couleur.

Prix public TTC : 35 F.

Editeur : E.T.S.F. (Collection Poche Informatique n° 10)



LE MICRO RADIO RECEPTEUR FM AIWA CR 01

Les constructeurs de mini-radiorécepteurs essaient actuellement de battre des records de miniaturisation, certains se contentent d'appareils mono, d'autres incorporent le récepteur au casque, d'autres encore réduisent le volume de la pile au détriment de l'autonomie. Le CR-01 de Aiwa est stéréophonique, l'écoute se fait sur casque, il est alimenté par deux piles de type LR 03 (plus chères hélas que les LR 06). Il ne capte que la gamme FM (de 88 à 108 MHz). La recherche d'une station s'effectue par une molette qui permet un réglage d'une finesse confortable, même dans la région parisienne où les émetteurs sont très nombreux.

Le câble des écouteurs sert d'antenne suivant un schéma très courant. Les piles assurent une autonomie de 15 à 20 heures suivant la nature des piles. Petit détail pratique : le jack du casque commande un interrupteur de mise sous tension, monté en série avec l'interrupteur manuel, il est donc impératif de débrancher le casque lorsque l'on arrête l'écoute.

Les écouteurs sont de tout petits modèles à installer dans le creux de l'oreille, ils tiennent bien en place si on ne tire pas sur les fils... La qualité sonore est excellente, le niveau sonore très suffisant, par contre on regrettera l'absence d'un commutateur manuel mono/stéréo, la stéréo étant beaucoup plus sensible aux perturbations locales du champ que la mono. Si vous vous déplacez écouteurs aux oreilles, vous le constaterez aisément.

Sur le plan sensibilité, nous avons fait des essais en intérieur, à une cinquantaine de kilomètres de Paris, et avons pu écouter plusieurs stations dans d'excellentes conditions. Evidemment, la polarisation « bancale » de l'antenne de réception (câble souple) ne permet pas d'optimiser la réception mais on pourra recevoir des stations locales à polarisation verticale ou des émetteurs nationaux à polarisation horizontale, il faut aussi trouver un bon emplacement pour une suppression efficace du souffle.

Technique

Exceptionnellement, nous vous livrons un schéma détaillé du récepteur, histoire de vous tenir un peu au courant des techniques actuelles.

Nous constatons tout de suite l'absence de convertisseur continu/continu pour l'alimentation. Ce seront donc les 3 V des piles (2 V, en fin de vie) qui assureront le fonctionnement. Notez ici le découplage de l'alimentation effectué directement sur les piles, avant l'interrupteur.

Aiwa a installé une diode électroluminescente qui joue un double rôle : celui de stabilisateur de tension pour le point de fonctionnement d'une diode à capacité variable de CAF, et de voyant. Cette diode consomme environ 1 mA, pas plus qu'une diode Zener.

Passons à la réception FM. Le signal évite l'inductance de choc qui sert de retour pour le signal du casque, et traverse un filtre passe-bande hybride. Le traitement RF est assuré par un circuit intégré multifonction : ampli RF, oscillateur et mélangeur, une nouvelle race de circuits, capables bien sûr de fonctionner sous très faible tension comme d'ailleurs tous les autres circuits intégrés du récepteur. encore une prouesse ! Ce circuit intégré est entouré des composants classiques pour l'accord et d'un filtre de sortie FI. La sélectivité est limitée par un filtre LC et le filtre passe-bande. Nous l'avons jugée correcte loin des

Comment miniaturiser un récepteur MF !

A TUNER C.B

IC1 AN7216
FM FRONTEND

Q1 2SC2668R
FM IF AMP.

IC2 TK:0600
FM IF/FM DET./FM STEREO MPX. DEMODULATOR

B.P.F
RF AMP.
MIXER
OSC
1ST IF AMP.
2ND IF AMP.
3RD IF AMP.
4TH IF AMP.
QUAD. DET.
STABI -LIZER
PRE AMP
PHASE DET.-1
PHASE DET.-2
DC AMP.
VCO 76KHZ
DIVIDER 38KHZ
DIVIDER 19KHZ
LAMP SCHMITT
LAMP DRIVER
STEREO SWITCH
DECORDER

CF1.2 SFE10.7MA5U

IC3 TA7688F
HEADPHONE POWER AMP.

AMP.
DC AMP.
PW-FF
MUTE
RIPPLE FILTER

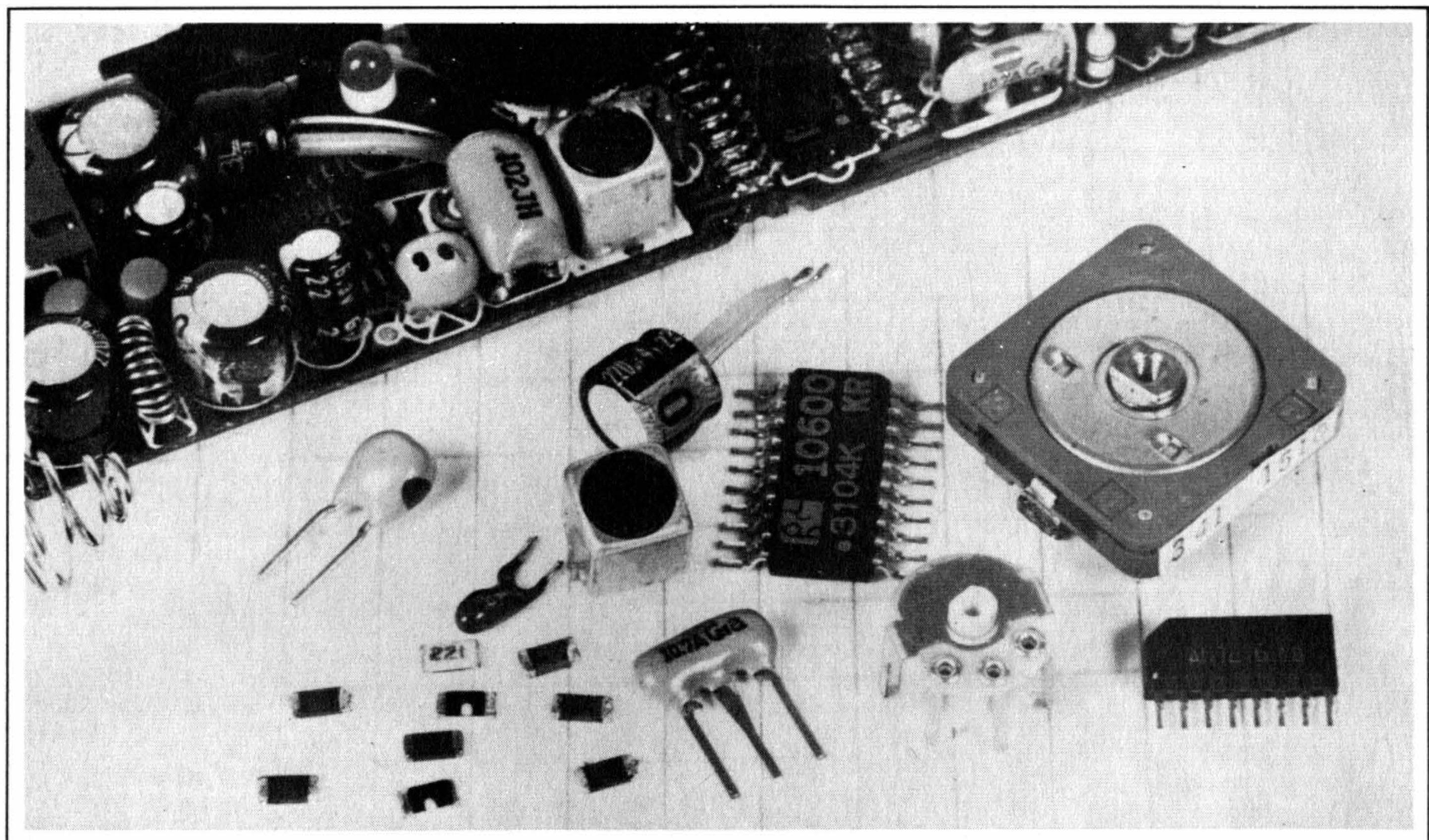
S1 POWER SW
OFF ON

L CH
R CH
J1 HEADPHONE JACK

CASE GND.

SUM4 X2

2SC2668
E C B



Le récepteur et ses microcomposants CV, potentiomètre stéréo, CI, condensateurs chips et chimiques, résistances.

émetteurs FM. Deux filtres FI céramique précèdent le circuit intégré MF. Ce circuit intégré ne se contente pas de traiter la FI et la démoduler, il comporte également le décodeur stéréophonique, une combinaison que nous n'avions à ce jour rencontrée que chez Matsushita. Ici, le circuit vient de chez Toko, un célèbre fabricant de bobinages...

Le décodeur stéréo est bien entendu du type PLL, il dispose même d'une sortie pour indicateur stéréo, le tout fonctionnant encore sur 3 V...

Après désaccentuation, le signal part vers l'amplificateur dit de puissance. Le circuit intégré offre, en plus des deux amplificateurs, la fonction de filtrage de l'alimentation. Ce circuit intégré présente aussi une fonction de silencieux, non exploitée ici, on ne coupe pas le signal en l'absence de signal RF, les variations fréquentes de champ RF entraîneraient des perturbations gênantes...

La technologie

Nous arrivons maintenant à la fabrication proprement dite de l'appareil. La concentration des composants sur une surface de 18 cm^2 et une hauteur de 9 mm impose l'emploi de composants de très petite taille comme par exemple des condensateurs chimiques de 5 mm de hauteur. L'apparition de circuits alimentés par piles a conduit les fabricants de condensateurs à produire des composants à très basse tension de service, 4V par exemple, d'où une réduction de taille.

Le circuit imprimé est en époxy, à double face et trous métallisés et, comme vous vous y attendiez sûrement, une bonne partie des composants est soudée côté cuivre, disposition qui gênera sans doute un peu les services après vente... Les filtres céramique sont à taille basse, c'est logique.

Conclusions

L'électronique évolue très rapidement, surtout dans le domaine du grand public où les techniques de pose automatique de composants et de miniaturisation permettent d'accomplir des exploits inimaginables il y a seulement une dizaine d'années. Il ne nous reste plus qu'à attendre l'intégration totale d'un récepteur dans un circuit intégré (amplificateur, décodeur et tête RF compris), pour que le morceau de sucre chantant devienne une réalité. Revers de la médaille, ces récepteurs coûtent assez cher (environ 800 F pour un CR-01).

E. LEMERY

BIBLIOGRAPHIE

NOUVEAU « DATA BOOK » SIEMENS IC FOR ENTERTAINEMENT ELECTRONICS

Edité par Siemens, ce catalogue contient tous les circuits intégrés proposés par la firme pour les applications « grand public ». Beaucoup de constructeurs spécialisent leurs catalogues en fonction d'une application au lieu de séparer, comme avant, le numérique de l'analogique ; nous ne pouvons qu'apprécier une telle distinction.

Les circuits intégrés bénéficient de la rigueur d'un classement alphabétique et une table des matières par type simplifiera les recherches.

Bien sûr, nous découvrons beaucoup de nouveaux circuits intégrés, tandis que d'autres disparaissent.

Pour la télévision, nous avons de nouveaux diviseurs pour synthèse de fréquence, de nouveaux CI FI, des circuits pour son stéréo TV (système allemand !) et, bien entendu, tous les circuits nécessaires à l'automatisation des fonctions du téléviseur : microprocesseurs, mémoire non volatiles, PLL.

Les nouveautés pour la radio sont moins nombreuses : nouveaux CI MA et MF, nouveau décodeur stéréo (4511).

Signalons enfin les correcteurs de timbre comme le 4292.

Siemens S.A., B.P. 109, 93203 Saint-Denis Cedex 1.

Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 06.18 : M. Jean-Luc BOYER, 63 CLERMONT-FERRAND, nous demande ce qu'il convient sérieusement de faire pour se préserver des dégâts causés par la foudre (installations radio et autres appareils).

On peut dire que régulièrement, chaque année, durant ou après les périodes orageuses, nous recevons des quantités de lettres de ce genre.

Votre courrier nous place dans l'embarras car, à la vérité, il est absolument **impossible** de prévoir ce qui va se passer lors d'un coup de foudre, soit direct, soit voisin (par induction). Par ailleurs, il est hélas des lieux particulièrement propices aux coups de foudre (nature du sol).

Tout ce que nous pouvons vous indiquer, ce sont les précautions que nous avons prises à notre propre station :

1° Nous disposons d'un interrupteur général du secteur. Lorsque cet interrupteur est ouvert (courant coupé), toutes les antennes sont automatiquement déconnectées des appareils émetteurs et récepteurs (par des relais inverseurs) et branchées sur des tubes à décharge à gaz (Siemens). Cela évite l'accumulation des charges électrostatiques atmosphériques dans un rayon assez important autour des antennes, charges qui sont canalisées à la terre par amorçage des tubes (ce qui défavorise l'éventuel coup de foudre direct).

2° Tous les appareils sont et restent connectés à la terre. Par contre, nos **pylônes** (type « vidéo » Portenseigne) **ne sont pas reliés** électriquement à la terre.

3° A l'entrée alimentation de chaque appareil, nous avons monté en parallèle des varistors S.I.O.V. (de Siemens) de tension appropriée (230 V pour le secteur, récepteurs, émetteurs, transceivers, téléviseurs, micro-ordinateur, etc. ; 48 V pour les téléphones à clavier et mémoires).

4° Il existe aussi deux tubes à décharge à gaz, un sur chaque fil du secteur et la terre (avant l'interrupteur général de la station).

Jusqu'à présent, ces dispositions se sont montrées satisfaisantes et nous n'avons jamais connu le moindre dommage sur les appareils quels qu'ils soient.

Bien entendu, nous ne sommes néanmoins pas à l'abri d'un coup de foudre direct pour lequel il n'y a rien à faire, parce qu'**imprévisible** et parce qu'une antenne ne peut pas être transformée en paratonnerre !

Non, une antenne ne doit pas être transformée en paratonnerre (quoi qu'en disent certains) en la connectant à la terre ou en reliant les pylônes métalliques à la terre ; ces matériels n'ont pas la structure pour remplir cette fonction. Ces dispositions ne peuvent, au contraire, que favoriser le coup de foudre **direct**... et alors là, tout fond, même avec des câbles de terre gros comme un doigt ! !

Nous avons publié des articles traitant de la foudre dans nos numéros 1634, 1635 et 1636 ; voir également « Electronique Applications » numéros 34 et 35.

Cela dit, en ce qui concerne le réseau de distribution électrique en particulier, il est important de noter également qu'il véhicule de nombreux transitoires **(même en dehors des périodes orageuses)** du fait de la mise en service ou de l'arrêt de différents appareils à circuit inductif ou capacitif du voisinage ; d'où l'intérêt, dans tous les cas, des varistors de protection cités précédemment.

RR – 07.02-F : M. Christian JACQUET, 01 OYONNAX, désire les caractéristiques et les brochages des circuits intégrés TBA 720 et TCA 220.

Voici les renseignements demandés :

TBA 720 : Circuit oscillateur dents de scie « lignes » pour téléviseur (suivi d'un étage de mise en forme) fournissant une impulsion de 8 V de largeur réglable (courant de sortie pouvant atteindre 60 mA).

Tension d'alimentation (11 – 16) = 12 V ; tension de démarrage (9 – 16) = 8 à 12 V. Tension de commande continue (1 – 16) et (3 – 16) = 2,4 à 5,3 V. Tension de sortie patte 5 à vide (5 – 16) 8 V crête-à-crête ; intensité de sortie patte 5 = 60 mA. Boîtier DIL XD – 16 (16 pattes). Voir également notre numéro 1632, page 236.

Brochage : voir figure RR-07.02.

TCA 220 : triple amplificateur opérationnel ; boîtier SOT 38/XD 16. Tension d'alimentation = ± 6 V ; gain en tension = 4000 ; produit gain bande = 10 MHz ; sortie max. = 100 mA.

Brochage : voir figure RR-07.02 également, où nous avons (amplis A, B, et C) :

Entrées inverseuses : A = 1 ; B = 5 ; C = 8.

Entrées non inverseuses : A = 2 ; B = 4 ; C = 7.

Sorties : A = 14 ; B = 13 ; C = 11.

Alimentation = 6.

Masse = 9 et 16.

Compensations : A = 15 ; B = 12 ; C = 10 (commun = 3).

●

RR – 07.03 : M. Louis PUPIER, 23 GUERET :

1° nous demande conseil vis-à-vis du choix et de l'utilisation des câbles coaxiaux ;

2° nous entretient d'un projet de commutations électroniques BF.

1° Il nous est matériellement impossible de répondre à votre question, car il nous faudrait connaître les pertes en dB par 100 mètres du câble que vous utilisez (RG 58) ; il en existe de nombreuses qualités dont les pertes sont évidemment très variables. C'est donc auprès de votre fournisseur qu'il importe tout d'abord de vous informer de cette caractéristique. Connaissant les pertes en dB par 100 mètres, une simple règle de trois vous permettra de calculer les pertes en dB que vous avez selon la longueur du feeder que vous utilisez.

Nous ne connaissons pas particulièrement le câble RC 223/0 ; mais nous pensons qu'il doit s'agir d'un câble coaxial présentant une impédance de 75 Ω (et non pas 50). Quant à ses pertes selon la longueur, le problème se résoud de la même façon que ci-dessus indiqué.

Dans un câble coaxial, les pertes dépendent essentiellement de la **qualité diélectrique** de l'isolant interne placé autour du conducteur central, c'est-à-dire **entre** le conducteur central et le conducteur extérieur (gaine). La tresse et l'isolant extérieur n'interviennent pas dans le coefficient de pertes.

Veuillez par ailleurs consulter l'article que nous avons publié dans notre n° 1705 à partir de la page 91.

2° Pour votre commutation électronique, nous vous suggérons l'emploi du circuit intégré CD 4016 AD (R.C.A.) dont les caractéristiques et le brochage ont été publiés dans le n° 1650, page 336.

Nous vous rappelons également le montage de commutateur électronique décrit dans le n° 1652, page 279.

Nous ne pouvons pas présumer – uniquement d'après des schémas – des résultats susceptibles d'être obtenus avec l'ensemble du montage que vous projetez de réaliser... Il nous faudrait pouvoir en faire l'essai pratique !

Nous vous rappelons qu'en BF, il est toujours possible de raccorder des circuits présentant des impédances différentes à condition que l'impédance réceptrice soit supérieure ou égale (mais jamais inférieure) à l'impédance de la source. Quant aux tensions BF ou niveaux, il est toujours possible de les ajuster si besoin est à l'aide de simples potentiomètres miniatures ajustables par tournevis.

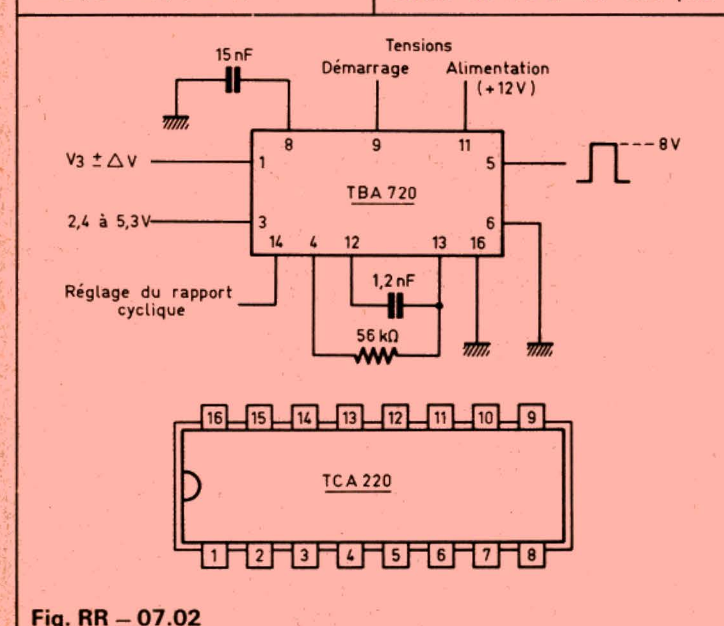


Fig. RR – 07.02

●

RR – 07.04-F : M. Guy FOREST, 55 VERDUN, nous demande les caractéristiques, brochage et correspondances du transistor type 40601.

Le 40601 est un MOS-FET double porte VHF pouvant être remplacé par BF 350 ou 354, 3N 201 ou 203.

Brochage : voir figure RR-07.04.

Caractéristiques **maximales :**

Silicium ; canal N ; Pd = 400 mW ; Vp = 2 V ; Vds = 15 V ; Vdss = 20 V ; Vgss = 8 V ; Id = 50 mA ; Idss = 18 mA ; Igss = 1 nA ; G fs = 10 millisiemens pour Vds = 13 V et Vgs = 4 V.

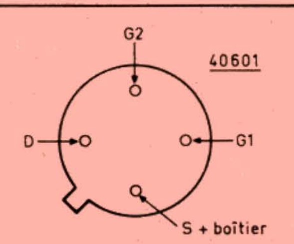


Fig. RR – 07.04

●

RR – 07.05 : M. Gérard BRESSAND, 10 TROYES, nous demande :

1° des précisions sur les antennes appelées « discones » ;

2° des conseils se rapportant à l'utilisation d'un tuner FM.

1° Les antennes « discones » sont en effet des antennes toutes bandes... mais toutes bandes VHF - UHF (de 68 à 512 MHz). En conséquence, ce type d'aérien ne convient absolument pas pour un récepteur couvrant de 150 kHz à 30 MHz (bandes décamétriques et hectométriques).

2° Après examen de votre situation topographique et de votre installation, deux solutions peuvent être envisagées en ce qui concerne l'amélioration de vos réceptions FM :

Vous pouvez conserver votre antenne FM omnidirectionnelle et lui adjoindre un préamplificateur (au ras de l'antenne) alimenté par le câble coaxial de descente lui-même, l'alimentation étant installée dans l'appartement à l'arrivée du câble vers le tuner.

Vous pouvez remplacer votre antenne omnidirectionnelle par une antenne directive type Yagi à trois ou quatre éléments ; mais dans ce cas, évidemment, il faut qu'elle puisse être orientable, rotative, commandée depuis l'appartement.

Cela suppose donc un rotor au bas du mât d'antenne FM et un boîtier de commande à l'intérieur de l'appartement, ces deux éléments étant reliés électriquement par un câble à 6 conducteurs.

Bien entendu, à la limite, cette dernière installation peut encore, tout comme la première, être munie ou complétée par un préamplificateur d'antenne alimenté par le câble coaxial.

●

RR – 07.06 : M. Robert MILLARD, 60 CREIL :

1° nous demande divers renseignements pour la remise en état et l'utilisation d'un radiorécepteur MARC – NR 82 ;

2° souhaite prendre connaissance de schémas de montage pour l'ouverture par télécommande d'une porte de garage.

1° L'impédance de la bobine mobile du haut-parleur du récepteur MARC NR 82 est de l'ordre de 4 à 8 Ω ; si vous désirez utiliser un haut-parleur séparé extérieur, il devra présenter une impédance du même ordre.

Pour régler les transformateurs MF sur 10,7 MHz, il faut disposer d'un générateur HF modulé en amplitude dont la sortie est reliée à l'étage changeur de fréquence précédant ce canal MF ; la sortie du récepteur est reliée à un outputmètre et l'on ajuste les noyaux des transformateurs pour l'obtention de la déviation maximale de l'aiguille de ce dernier.

Si la bande VHF 4 ne fonctionne pas, il ne doit pas s'agir de l'amplificateur MF 10,7 MHz puisqu'il est également utilisé pour d'autres bandes. C'est vraisemblablement dans les étages d'entrée de cette bande VHF 4 que doit se situer le défaut ou le déréglage (étages HF, convertisseur ou oscillateur).

2° Les deux articles les plus récents se rapportant à l'ouverture par télécommande d'une porte de garage, d'un portail, ... ont été publiés :

– l'un dans les numéros 41 (p. 100) et 42 (p. 100) de la revue« Electronique Pratique ; »

– l'autre dans le numéro 1648 bis (p. 24) du« Haut-Parleur. »

Nous vous signalons aussi qu'il existe un tel dispositif de radiocommande (monté ou en kit) chez HEATHKIT, 12, rue Gambetta, 51100 Reims. Tél. : (6) 40.66.19.

●

RR – 07.07-F : M. Michel FAURE, 35 DINARD, nous demande le schéma d'un disjoncteur électronique susceptible d'être monté à la sortie d'une alimentation pour un réseau ferroviaire miniature.

Veuillez prendre connaissance sur la figure RR-07.07 du schéma d'un disjoncteur électronique susceptible de convenir à votre alimentation de réseau ferroviaire miniature.

Les types indiqués pour la diode et les transistors peuvent être remplacés par des modèles équivalents (non critique).

Le dispositif doit s'intercaler entre la sortie du redresseur et l'entrée du régulateur.

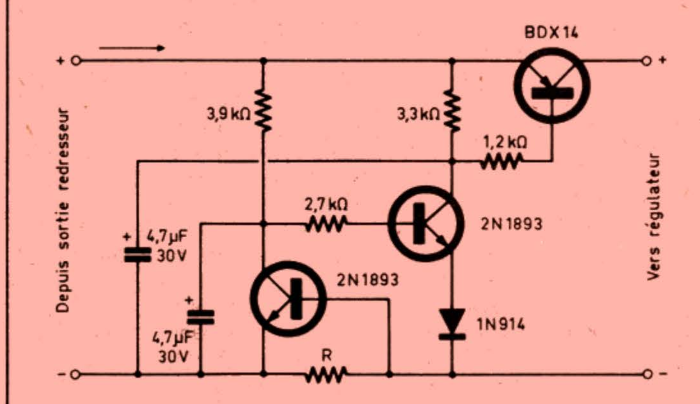


Fig. RR – 07.07

L'intensité maximale de déclenchement est fonction de la valeur que l'on donne à la résistance R. Il s'agit d'une résistance bobinée en fil dont le diamètre doit pouvoir supporter l'intensité prévue. La valeur de cette résistance doit donc être établie avec précision ; en principe, pour 1 Ω le déclenchement s'effectue à 0,6 A et l'intensité de déclenchement est évidemment inversement proportionnelle à la résistance. Exemple :
0,5 Ω → 1,2 A ;
0,25 Ω → 2,4 A.

●

RR – 07.08 : M. René CLAIRET, 04 DIGNE :

1° désire le schéma d'un préamplificateur d'antenne uniquement gamme FM ;

2° nous soumet une partie d'un schéma du circuit d'entrée d'un appareil de mesure pour appréciation.

1° Un préamplificateur d'antenne pour la gamme FM a été décrit dans notre revue « Radio-Plans » n° 409, page 45, à laquelle nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

2° Dans le montage dont vous nous soumettez le schéma du circuit d'entrée, nous pensons que des diodes Schottky type BAT 17 (de chez R.T.C.) montées en tête-bêche feraient parfaitement leur fonction d'écrêtage jusqu'à 100 MHz (capacité dynamique interne max = 1 pF).

●

RR – 07.09 : M. Albert DUPUY, 29, BREST, nous demande conseil :

1° pour la réalisation d'un oscilloscope ;

2° pour l'alimentation d'un récepteur autoradio.

1° Les articles publiés dans nos numéros 1396, 1405, 1410, 1416, 1420 et 1429 se rapportent à la modernisation des oscilloscopes en général et ne concernent pas spécialement le tube cathodique DG 7 - 36.

L'oscilloscope décrit à partir du n° 1614 utilise un tube DG 7201 GH ou D 7 - 201 GH.

Une chaîne potentiométrique d'alimentation dite « passe-partout » pour tube cathodique a été schématisée dans notre n° 1641, page 292, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

Un conseil cependant : nous ne vous encourageons guère à entreprendre la construction d'un oscilloscope neuf, moderne, avec un tube aussi ancien que le DG 7 - 36... qui n'est plus fabriqué depuis bien longtemps ! En cas de défectuosité, il vous serait impossible de vous procurer un tube de remplacement. Mieux même... êtes-vous certain que le tube DG 7-36 que vous possédez est encore bon ? (dégagement gazeux interne fort possible !).

2° Un simple transformateur 220 V → 12 V ne suffit pas pour alimenter un récepteur autoradio à partir du secteur ! La tension de 12 V doit être du **courant continu**, comme le courant issu de l'accumulateur de la voiture. Par conséquent, la tension alternative abaissée provenant du secteur doit ensuite être **redressée** et soigneusement **filtrée** pour obtenir du « courant continu ».

De multiples alimentations 12 V ont déjà été décrites dans nos différentes publications auxquelles vous pourriez vous reporter utilement, votre choix devant être guidé par l'intensité (en ampères) consommée par votre autoradio.

●

RR – 07.10-F : M. Julien ASTIER, 75018 PARIS, nous demande le schéma d'un préamplificateur à haute impédance d'entrée pour un appareil de mesure susceptible d'apporter un gain en tension de 5 (alimentation à partir d'une pile de 9 V).

Le schéma d'un tel amplificateur vous est représenté sur la figure RR-07.10. Il utilise un transistor à effet de champ BF 245 (ou similaire) alimenté en tension stabilisée sous 5,6 V par une diode Zener DZ type BZX 79 - C5V6 par exemple. Dans le circuit de source de ce transistor, vous disposez d'un potentiomètre linéaire de 5,6 kΩ dont l'ajustage du curseur sera fait une fois pour toutes afin d'obtenir le gain de 5 qui vous est nécessaire.

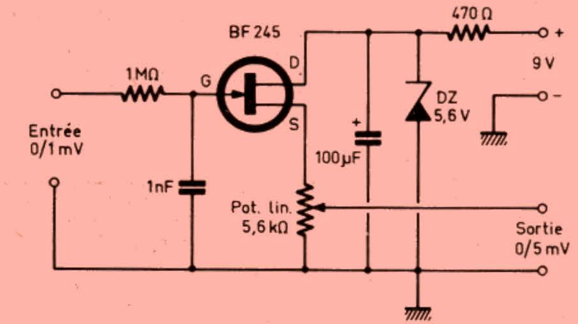


Fig. RR – 07.10

●

RR – 07.11 : M. Marcel GRANET, 14 BAYEUX, nous pose diverses questions d'ordre BF se rapportant à son installation.

1° En ce qui concerne les liaisons que vous avez effectuées entre table de mixage et égaliseur, elles sont, d'après votre schéma, tout à fait correctes.

Quant aux liaisons entre égaliseur et amplificateur Yamaha, nous ne pouvons rien dire car il nous faudrait savoir à quoi correspondent les broches 1, 2 et 3 de la prise de l'amplificateur ; en d'autres termes, il nous faudrait pouvoir consulter le **schéma** interne de cet amplificateur. Mais cela doit bien être indiqué sur la notice technique d'emploi accompagnant l'appareil ; vous pouvez donc vérifier vous-même.

2° Du point de vue **impédance** des enceintes acoustiques, il faut respecter la valeur optimale conseillée par le constructeur. Si vraiment celui-ci indique soit 4 Ω, soit 8 Ω, c'est que vous pouvez adopter soit l'une, soit l'autre, ou vous tenir entre ces deux limites (selon les haut-parleurs à votre disposition, par exemple).

3° Pour une longueur de 10 mètres, des câbles de liaison de 2 mm de diamètre conviennent parfaitement, tant pour 4 Ω que pour 8 Ω rassurez-vous !

4° Enfin, concernant puissance et distorsions, là aussi il faut se tenir aussi près que possible de l'impédance de charge optimale recommandée par le constructeur.

5° Le fonctionnement d'une enceinte « bass reflex » et les calculs de ses dimensions ainsi que celles de l'évent (tunnel d'accord) sont en fait des choses extrêmement complexes !

Le mieux, le plus sage et le plus simple, est de se reporter aux notices des constructeurs de haut-parleurs (AUDAX, par exemple) qui donnent toutes les dimensions (au millimètre près !) de telle ou telle enceinte « bass reflex » convenant à tel ou tel haut-parleur (c'est le diamètre du haut-parleur boomer qui détermine le choix du type d'enceinte « bass-reflex »).

Il n'est pas du tout conseillé de « diviser » le tunnel d'accord en deux ; il faut réaliser l'évent et son tunnel aux dimensions indiquées, c'est tout.

●

RR – 07.15 : Un lecteur ayant omis d'indiquer son nom et son adresse (!) nous demande des renseignements complémentaires au sujet de l'inductancemètre décrit dans notre numéro 1670.

La suite de cet article a été publiée dans notre n° 1673, à partir de la page 227. Concernant ce montage, aucune erreur ne nous a été signalée, ni de la part de nos correspondants, ni de la part de son auteur, M. Thobois.

●

(suite page 151)

REALISEZ UNE MONTRE DIGITALE POUR VOTRE VOITURE

Voici un montage simple, fiable et économique qui vous permettra de remplacer votre vieille pendulette analogique par un magnifique objet à affichage digital qui, non content de vous donner l'heure, verra la luminosité de ses afficheurs varier en fonction de l'éclairage ambiant, s'éteindra lorsque vous couperez le contact et continuera à vous donner l'heure exacte lorsque vous le remettrez.

Une montre digitale... pour quoi faire ?

En dehors de sa fonction, qui est de donner l'heure de la manière la plus fidèle et la plus agréable possible, ce montage permet une intéressante introduction à l'emploi de circuits logiques, une parfaite intelligibilité même pour un complet néophyte et surtout, invite à une multitude d'autres montages : en effet, que trouvons-nous ici ?

– une partie base de temps (ou horloge),
– une partie comptage (ou traitement de l'information),
– une partie affichage (ou exploitation des résultats),
– enfin une partie « commandes », qui nous permet d'intervenir sur le fonctionnement du montage.

A partir de ces sous-ensembles, on peut à peu près tout faire, depuis une simple alarme pour voiture jusqu'à un ordinateur de bord complet.

En effet, quel est le principe de n'importe quel montage logique ? Pour commencer, nous aurons une horloge qui cadencera la marche de tous les circuits d'une carte, ensuite, nous aurons des circuits spécialisés qui traiteront les informations mises à leur disposition (compteurs binaires pour notre montre, décompteurs pour temporisation dans une alarme, circuits arithmétiques et logiques dans un ordinateur de bord), enfin, nous aurons un module de sortie qui visualisera les résultats de l'étage antérieur sur afficheurs 7 segments ou tout autre organe similaire.

Principe théorique

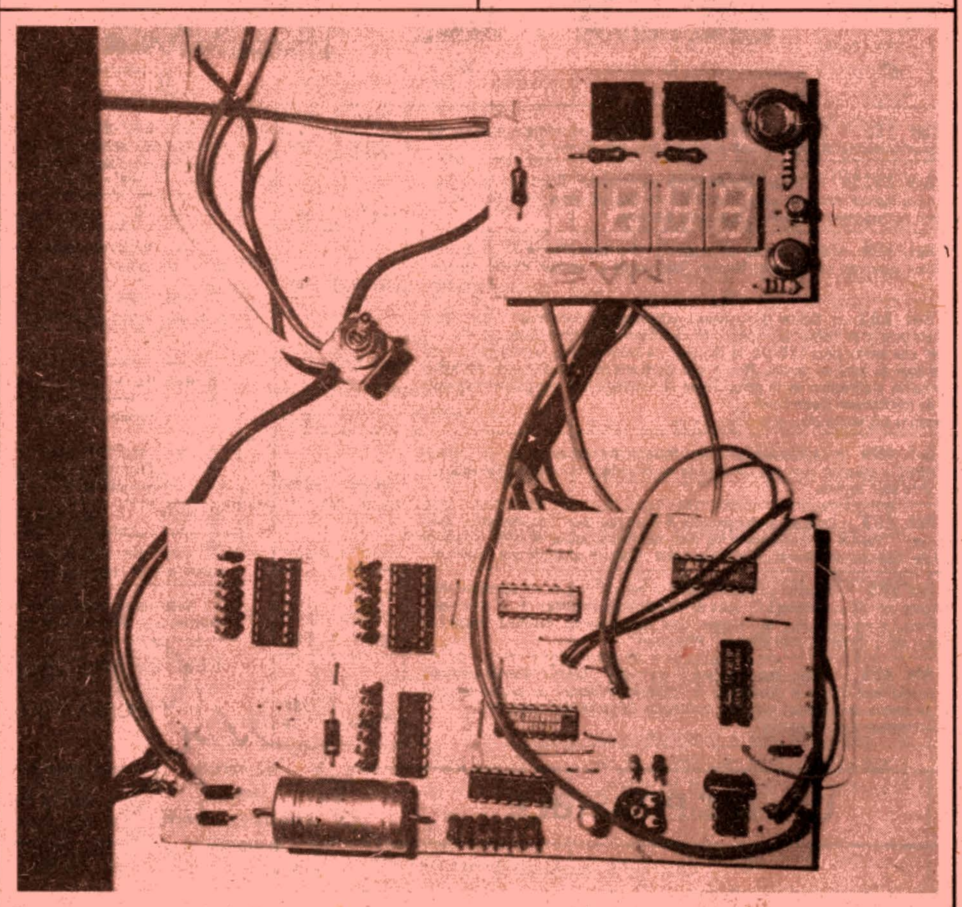
Qui dit horloge dit, bien sûr, base de temps : nous avons choisi ici un montage très classique, puisque faisant appel à un 555 alors que la solution « quartz » aurait sans doute été meilleure du point de vue précision mais, hélas, pas du point de vue prix de revient.

Un choix judicieux de R_2, R_3 et C_2 (fig. 1) va nous donner ici un train de signaux carrés de période une seconde, ce qui est le but recherché.

Rappelons brièvement que la période du signal délivré par un 555 est $T = 0,7 \times (R_2 + 2 \times R_3) \times C_2$. R_4 est une résistance ajustable afin de permettre un réglage fin de cette base de temps.

Il faut remarquer que les tolérances des composants utilisés peuvent faire varier cette période du simple au double par rapport à la période calculée.

Le signal d'horloge va alors transiter par l'interrupteur IT_1 qui permettra de le diriger soit vers les circuits de



Le montage terminé, il ne reste plus qu'à le mettre en boîte.

comptage, soit vers le circuit de réglage.

Ces signaux d'horloge vont piloter IC_2 notre premier 4518 (qui est un double compteur 4 bits décimal), qui sera monté en diviseur par 60 : pour ce faire, le premier compteur du 4518 aura son bit de poids fort relié à l'entrée « ENABLE » du compteur B, ce qui aura pour effet de faire avancer B d'un pas tous les 10 tops d'horloge (le compteur A comptant de 0 à 9) sur le front descendant de A_4 (c'est-à-dire lorsque le bit de poids fort de A (A_4) passe de 1 à 0 ou lorsque A passe de 9 à 0).

On veut avoir un top toutes les 60 secondes pour le compte des minu-

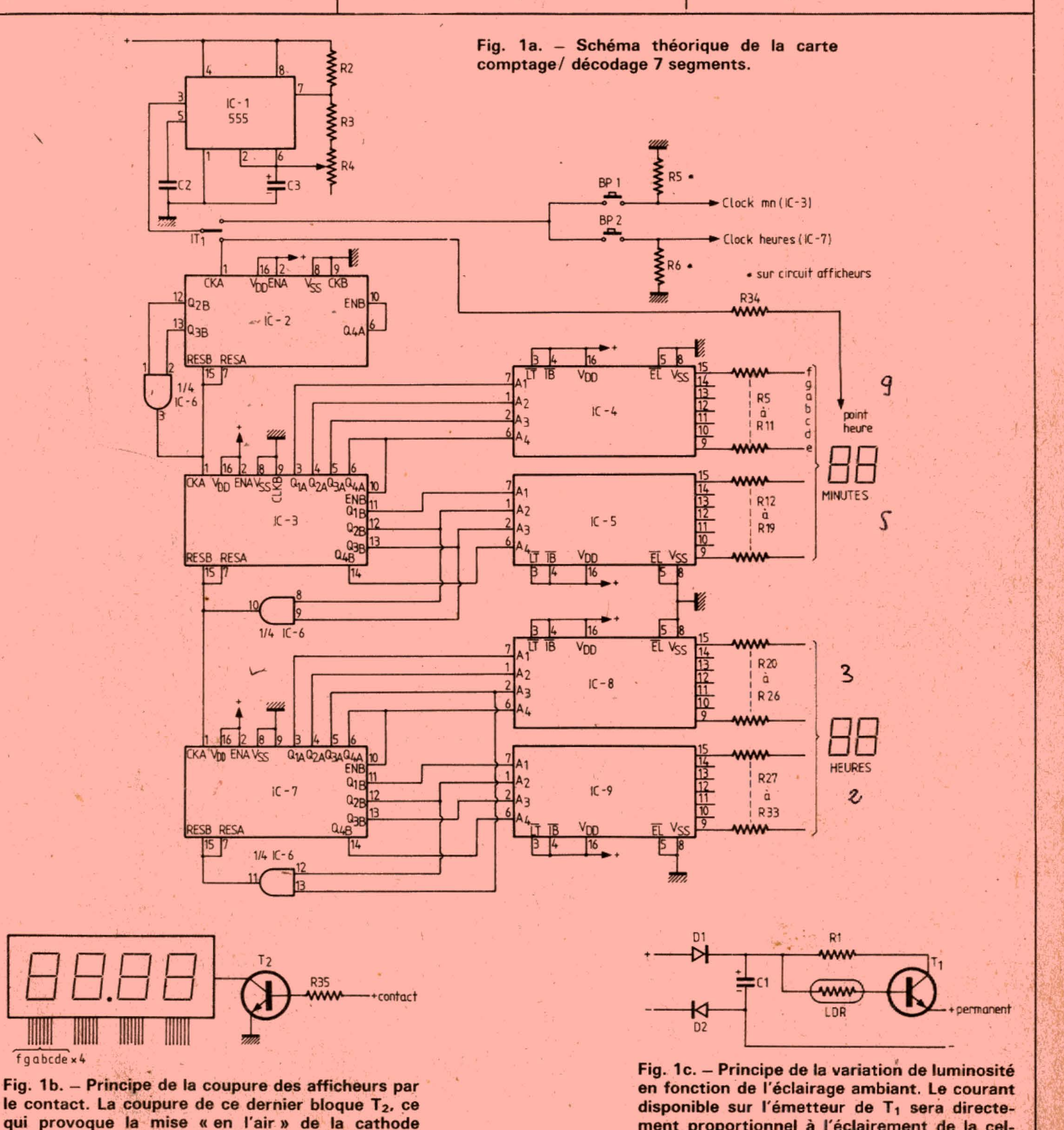


Fig. 1a. – Schéma théorique de la carte comptage/ décodage 7 segments.

Fig. 1b. – Principe de la coupure des afficheurs par le contact. La coupure de ce dernier bloque T_2, ce qui provoque la mise « en l'air » de la cathode commune des afficheurs.

Fig. 1c. – Principe de la variation de luminosité en fonction de l'éclairage ambiant. Le courant disponible sur l'émetteur de T_1 sera directement proportionnel à l'éclairement de la cellule LDR.

tes, donc IC_2 doit compter de 0 à 59 puis repasser à 0. Il nous faut donc reconnaître que le compteur B arrive à 6 soit 0110 en binaire : on constate qu'il suffit de faire un « ET » logique entre les bits B_2 et B_3 du compteur B, ce qui nous donnera un état haut à la sortie de cette porte, dès que IC_2 arrivera à 60. Cet état haut pourra ainsi commander la remise à zéro des deux compteurs de IC_2 et nous servir en même temps d'horloge pour l'étage suivant constitué par IC_3, IC_4 et IC_5.

Ici encore, IC_3 doit compter de 0 à 59 puis être remis à zéro tout en générant un nouveau top d'horloge pour les heures. Donc IC_3 sera câblé exactement de la même manière que IC_2, mais en plus il devra commander deux circuits décodeurs 4511 (IC_4 et IC_5) par l'intermédiaire de ses deux compteurs A et B. Nous reviendrons un peu plus tard sur les décodeurs/drivers 7 segments 4511.

Le signal d'horloge n° 3, issu du ET entre les bits B_2 et B_3 de IC_3, commandera le troisième 4518 (IC_7), dont la tâche sera de compter de 0 à 23.

Suivant la même logique que précédemment, il nous faudra une remise à zéro dès que ce circuit arrivera à 24. En binaire 24 donne 0010 0100, on aura donc 0010 sur le compteur B et 0100 sur le compteur A : il faudra faire le ET entre les bits qui seront à 1 à ce moment là, c'est-à-dire les bits B_2 et A_3. Comme d'habitude, la sortie de ce ET commandera la remise à zéro des deux compteurs de IC_7 pilotant les deux 4511 assurant l'affichage des heures.

Ces 4511 sont des circuits assez performants qui, à partir d'une donnée décimale sur 4 bits, assurent son affichage sur 7 segments. Ils disposent de certaines facilités qui ne sont pas exploitées ici :

– entrée EL (Enable Latch) : un état haut sur cette entrée bloque l'affichage à sa dernière valeur, indépendamment de la donnée en entrée. Ici bien sûr, EL sera toujours à l'état bas ce qui autorise le décodage,

– entrée LT (Lamp Test) : à l'état bas, cette entrée provoque l'affichage d'un 8 ce qui allume tous les segments afin de contrôler leur bon fonctionnement. Comme à priori, il n'y a aucune raison pour qu'un segment « lâche », cette entrée restera toujours à l'état haut ;

– entrée IB (Input Blanking) : cette entrée, mise à l'état bas, provoque l'affichage d'un blanc (tous les segments éteints) lorsque se présente un zéro. Ici, cette entrée sera toujours à l'état haut.

Parlons maintenant de la partie alimentation : comme nous avons à notre disposition un 12 V continu,

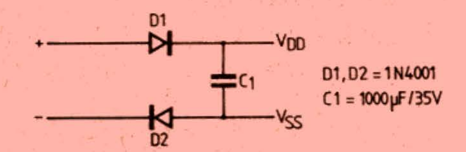


Fig. 2. – L'alimentation réduite à sa plus simple expression !

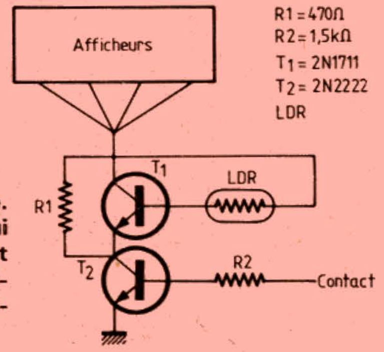


Fig. 3. – Schéma effectif de l'affichage. On a repris les figures 1b et 1c qui assurent l'allumage des afficheurs et leur luminosité progressive. On remarque R_1 qui assure une luminosité minimale dans l'obscurité totale.

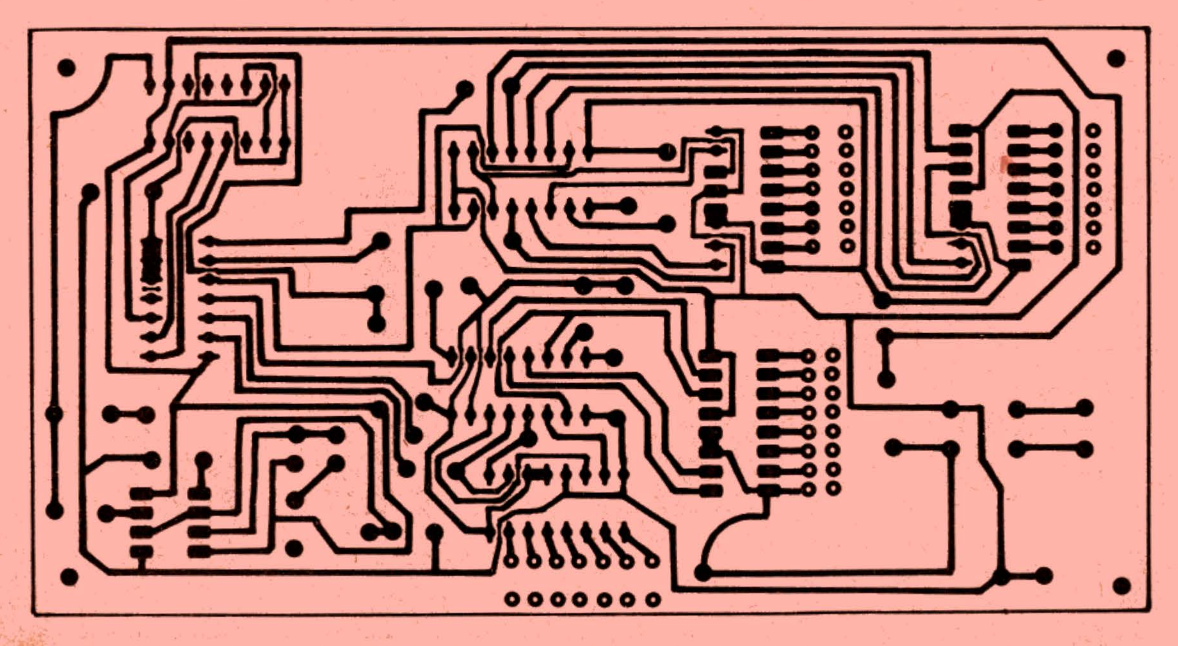


Fig. 4. – Schéma du circuit imprimé de la carte principale (côté cuivre).

plus ou moins antiparasité suivant les véhicules, notre alimentation sera assez simple : la régulation et le filtrage seront confiés à l'ensemble D_1, D_2, C_1.

Passons à la partie affichage : pour réaliser une variation de la luminosité des afficheurs, il suffit de faire varier leur alimentation, ce qui n'est pas évident dans le cas d'afficheurs à cathodes communes. Tant qu'on est au niveau affichage, il faudra également prévoir l'extinction des afficheurs lorsque le contact sera coupé.

Voici quelle a été la solution retenue : la sortie « masse », commune aux quatre afficheurs, est dirigée sur le collecteur de T_1 qui est un NPN classique : la base de T_1 est polarisée par une LDR, ce qui aura pour effet de le rendre plus ou moins conducteur en fonction de la luminosité, la résistance de la LDR variant, en effet, de quelques dizaines d'ohms en plein jour à plusieurs MΩ dans l'obscurité totale. Justement, dans l'obscurité totale, T_1 se bloque et les afficheurs s'éteignent... Il ne reste alors qu'à mettre une certaine résistance entre collecteur et émetteur de T_1 pour assurer un éclairage minimal la nuit. L'émetteur de T_1 sera relié au collecteur de T_2 dont la base sera polarisée par le contact à travers une résistance d'environ 1 kΩ : si le contact est mis, T_2 est conducteur, les afficheurs fonctionnent, sinon ils sont éteints. Ce petit dispositif permet de limiter la consommation du circuit à quelques microampères (en commutation les transistors ne consomment pratiquement rien et les circuits MOS encore moins), ce qui autorise le parquage du véhicule pendant un long temps, sans avoir à craindre de problèmes de batterie (moins encore qu'avec une montre classique).

Parlons, pour finir, du circuit de réglage : un interrupteur à deux positions permettra d'envoyer les signaux du 555, soit vers IC_2, soit vers ce circuit.

Lorsque l'interrupteur sera sur la position « Réglage », les entrées horloge de IC_2, IC_3 et IC_7 seront soumises à un état bas via R_5, R_6, R_7. Deux boutons-poussoirs permettront alors d'acheminer les signaux d'horloge d'une période d'une seconde sur IC_3 pour les minutes ou sur IC_7 pour les heures.

Implantation des composants et montage

Les circuits imprimés (fig. 4 et fig. 5) sont reproduits ici à l'échelle 1 : leur reproduction se fera de préférence par la méthode photographique, vu la finesse du tracé de certaines parties du circuit. Néanmoins, ils restent parfaitement repro-

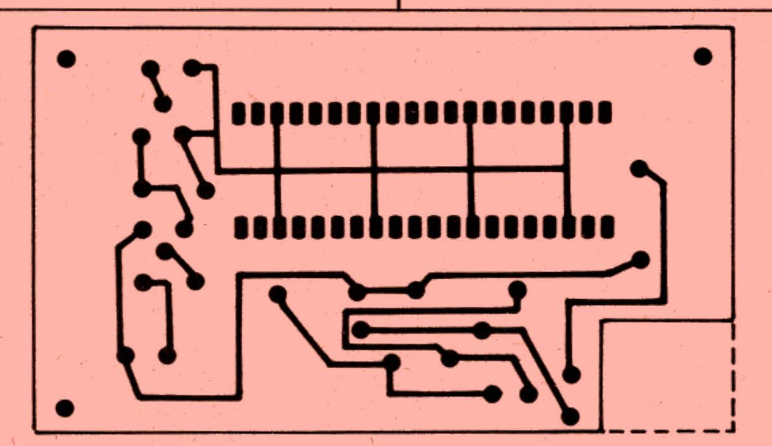


Fig. 5. – Schéma du circuit imprimé de la carte affichage (côté cuivre).

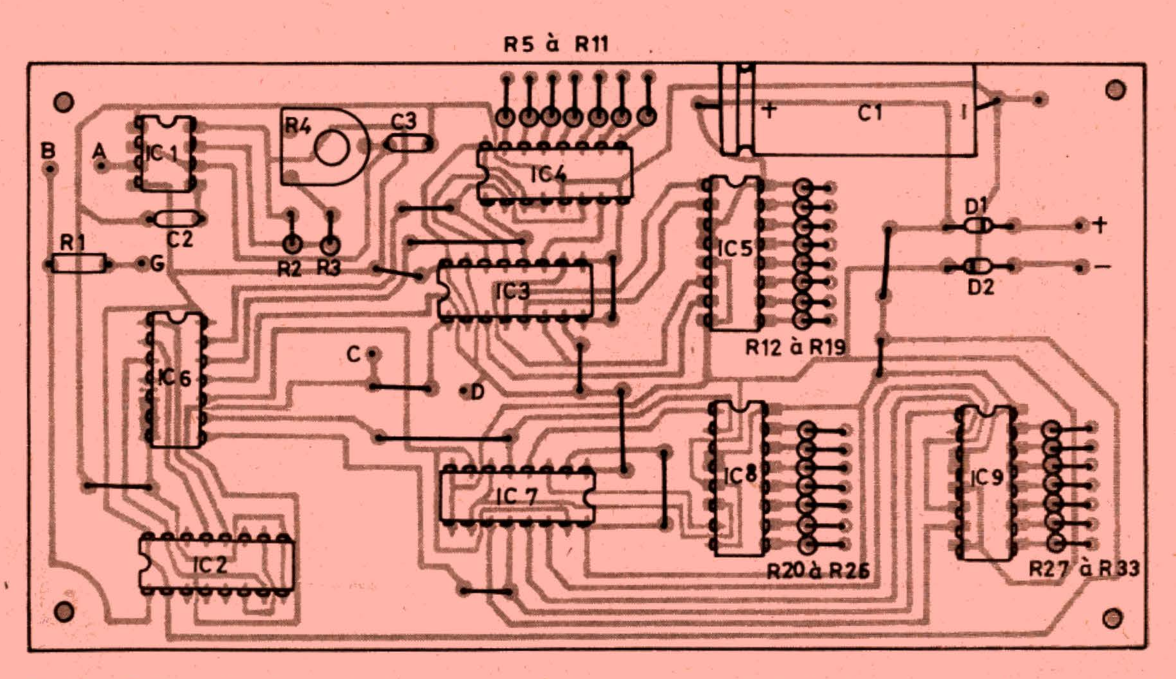


Fig. 6. – Schéma d'implantation des composants de la carte principale (côté composants).

ductibles par transferts directs (c'est d'ailleurs la méthode employée par l'auteur). En tout cas, le recours au stylo marqueur est tout à fait déconseillé.

Commencez par parfaitement polir votre plaque d'époxy au tampon Jex après l'avoir découpée aux bonnes dimensions. Ensuite, et même si votre plaque brille comme un miroir, dégraissez soigneusement au trichloréthylène ou à l'acétone. Après reproduction du tracé, si vous n'avez pas de machine à graver, faites réchauffer légèrement votre perchlorure de fer au bain-marie, ceci afin d'avoir une gravure plus rapide et plus nette.

Après gravure, débarrassez le circuit des ultimes traces de vernis et de transferts avec du trichloréthylène ou de l'acétone, puis refrottez-le une dernière fois au tampon Jex.

Commencez l'implantation par les straps de liaison en essayant de ne pas en oublier (fig. 6). Puis soudez les résistances, les diodes, les supports de CI éventuels (tous les CI peuvent être mis sur support) et finissez par les condensateurs.

Attention : il est tout à fait possible de se passer de supports pour les circuits intégrés, mais il faut alors, impérativement, respecter un délai de 30 s à 1 mn entre chaque soudure sur un même CI : en effet, ces circuits sont extrêmement fragiles et claquent avec une facilité déconcertante (c'est peut-être un peu exagéré, mais il vaut mieux prendre quelques précautions élémentaires en trop plutôt que de se retrouver avec un montage hors d'usage pour une banale faute d'inattention).

Montez les afficheurs sur leur circuit (fig. 7), faites les connexions entre carte principale et affichage avec du fil en nappe de préférence ou du fil à wrapper de différentes couleurs que vous réunirez ensuite en toron à l'aide de ruban isolant. Vous remarquerez au passage que ces connexions afficheurs/CI se font directement, des pattes des afficheurs aux résistances de limitation, ceci afin de ne pas avoir à employer de circuit double face ce qui aurait été obligatoire si l'on avait voulu procéder de manière « imprimée »...

Pour le câblage des interrupteurs et boutons-poussoirs, voici comment procéder : reliez la cosse « masse » au châssis du véhicule, la borne entrée de l'interrupteur à la patte 3 de IC_1, l'une de ses sorties à la borne de sortie en face de IC_1, les sorties CK_1 et CK_2 aux pattes 1 de IC_3 et IC_7 (dans cet ordre). Enfin câblez la LDR qui sera donc montée à demeure sur cette barrette et qui profitera de la découpe des boutons-poussoirs pour détecter les variations de luminosité.

Installation

Vous voici en possession de votre carte montée, de votre bloc d'afficheurs, relié à cette carte, d'une barrette de commandes... Il va maintenant falloir tester et régler tout cela :

– Commencez par vérifier le câblage entre tous les éléments, assurez-vous qu'il n'y ait pas de courts-circuits et que toutes les connexions sont sans défaut.

– Connectez une alimentation 12 V continu sur le module aux points + et C (positif) et M (masse). Mettez sous

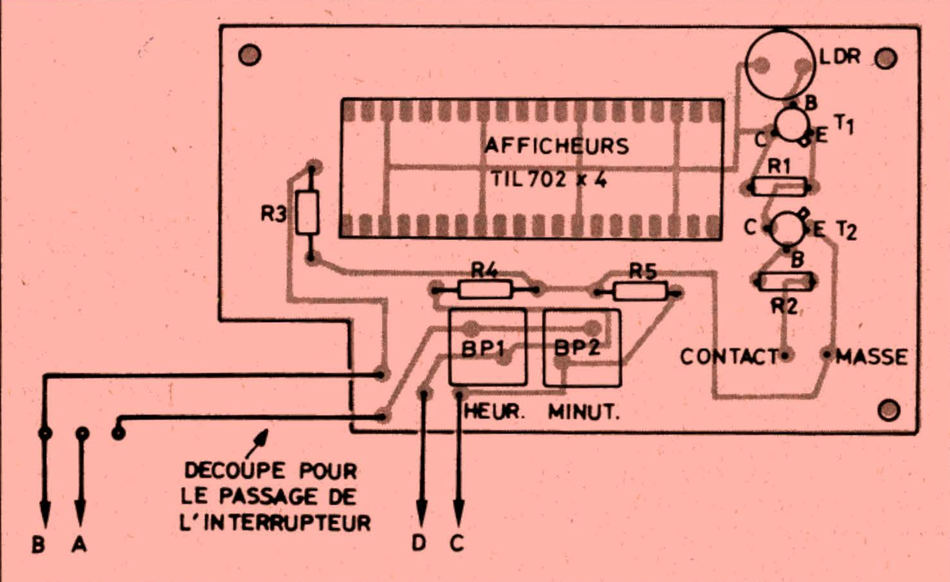


Fig. 7. – Schéma d'implantation des composants de la carte affichage.

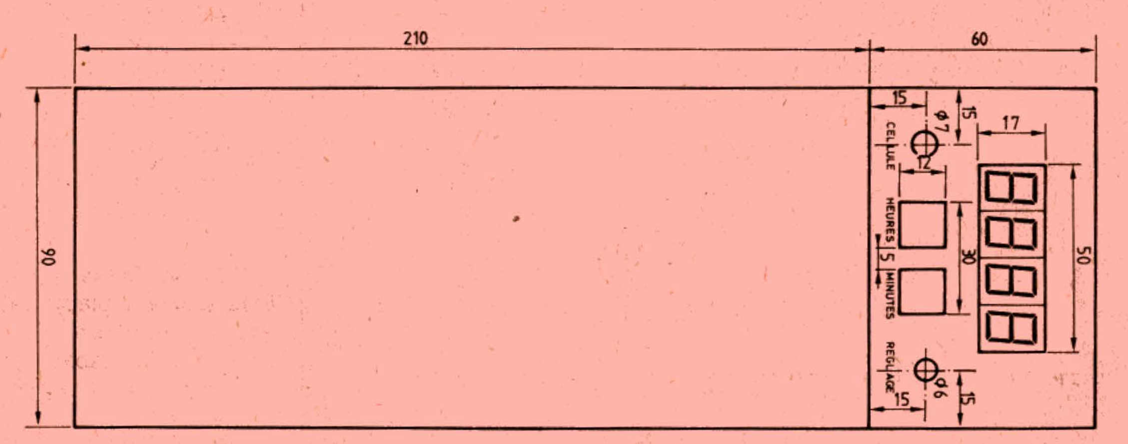


Fig. 8. – Proposition pour une mise en coffret. Sa façade réduite permet de trouver facilement une place sur ou sous le tableau de bord.

tension : il doit s'afficher n'importe quoi mais l'affichage doit rester stable : si les chiffres changent très vite, il y a de fortes chances pour que vous ayez oublié une connexion sur un CI : coupez tout et vérifiez en premier lieu les entrées horloges des 3 × 4518.

– Tout en laissant branchés les fils + et M, débranchez C : les afficheurs doivent s'éteindre. En rebranchant C, tout de suite après, seules les minutes peuvent avoir changé (juste le chiffre des unités).

– Mettez-vous en position réglage grâce à l'interrupteur : les chiffres ne doivent toujours pas bouger. Appuyez sur le BP des minutes, celles-ci doivent alors avancer toutes les secondes... Chronométrez 60 impulsions : si le temps est supérieur à 60 s, R_4 est trop forte, sinon elle est trop faible. Faites jouer R_4 jusqu'à obtention de 60 impulsions pour 60 secondes exactement. Cela fait, votre module est réglé.

– Réappuyez sur le BP des minutes puis, sur celui des heures, toujours dans la position réglage, pour la mise à l'heure... Si aucune anomalie ne s'est présentée jusqu'à présent, votre module peut être considéré comme correct et on va maintenant pouvoir passer à la mise en place dans le véhicule.

La mise en place proprement dite peut se faire suivant deux voies :

– une première solution est la mise en coffret puis l'installation de la chose de manière plus ou moins heureuse sur ou sous le tableau de bord : inutile de préciser que ceci relève d'un goût et d'une esthétique assez douteux ;

– plus heureuse est l'installation à demeure dans le véhicule à la place de la montre analogique déjà existante ou par encastrement dans le tableau de bord.

Si vous avez déjà une montre analogique, voici comment faire. Pour commencer, démontez-la et extrayez le mécanisme de son boîtier : conservez-le, il vous servira lorsque vous revendrez votre voiture. Découpez dans du carton noir assez fort la forme intérieure de votre boîtier, puis, dans cette forme, découpez la fenêtre des afficheurs (fig. 8). Posez le bloc afficheur sur ce carton au fond du boîtier puis découpez dans du bois tendre de petits coins qui maintiendront fermement le bloc. Collez ces cales au boîtier et aux afficheurs par une colle genre cyanolite, puis refermez le boîtier et remontez-le (en général dans le tableau de bord). Vous aurez compris que dans ce cas, le choix des afficheurs dépend de la taille de la montre que vous avez déjà (afficheurs de 6,3, 8 ou 13 mm). Allez au paragraphe suivant.

Si vous n'avez aucune montre dans votre voiture, il vous faudra l'encastrer : vous devrez donc démonter la planche de bord (en général tenue par 4 ou 6 vis, dont deux sur les côtés en dessous et au moins une sous la boîte à gants). Repérez un emplacement adéquat et découpez une fenêtre sur laquelle vous collerez un morceau de plexi opto rouge. Comme précédemment, faites tenir les afficheurs à l'aide de cales en bois. Collez le plexi et les cales à la cyanolite.

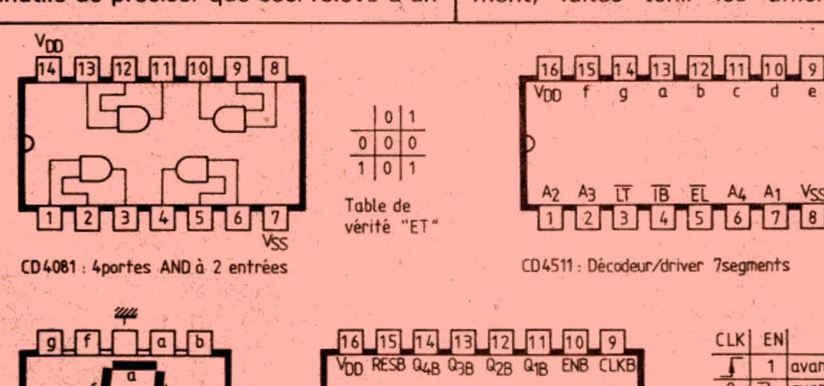
La planche de bord démontée, profitez-en pour trouver un endroit pratique pour mettre les boutons-poussoirs et l'interrupteur pour le réglage. Découpez suivant le schéma et fixez le tout.

La carte supportant les CI est à fixer solidement dans un endroit protégé à l'intérieur de la planche de bord : elle ne doit pas être visible, puisque tous les réglages et vérifications sont déjà faits. Pour plus de sûreté, vous pouvez la noyer dans une résine opaque ou translucide comme vient d'en sortir « Le Circuit imprimé français ».

Connectez l'entrée + à un + permanent, et l'entrée C à un + commandé par le contact. Branchez le M à la masse et réglez heures et minutes comme décrit précédemment.

Votre montre est en place et terminée... Bonne route.

P. TRUC



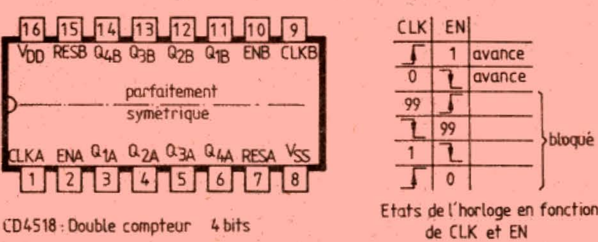


Fig. 9. – Brochage des différents circuits utilisés dans ce montage.

Nomenclature des composants

R_1 : 150 Ω
R_2 : 220 kΩ
R_3 : 330 kΩ
R_4 : 220 k ajustable
R_5, R_6 : 22 kΩ
R_7 à R_{33} : 360 Ω
R_{34} : 360 Ω
R_{35} : 1,5 kΩ
C_1 : 1000 µF 35 V
C_2 : 10 nF
C_3 : 1,5 µF
T_1 : 2N1711
T_2 : 2N2222
D_1, D_2 : 1N4001
IC_1 : NE 555
IC_2 : CD4518
IC_3 : CD4518
IC_4 : CD4511
IC_5 : CD4511
IC_6 : CD4081
IC_7 : CD4518
IC_8 : CD4511
IC_9 : CD4511
Plus 4 afficheurs TIL702 ou équivalents (suivant place disponible) à cathodes communes
2 boutons-poussoirs miniatures
1 interrupteur inverseur 2 positions
fil à wrapper
1 LDR
et... du soin, et de la patience.

UN MONITEUR-ASSEMBLEUR POUR ORIC 1 et ATMOS

La société VISMO Informatique commercialise depuis quelque temps déjà une cassette pour Oric-1 et Atmos baptisée Monasm qui n'est autre qu'un moniteur et un mini-assembleur pour ces micro-ordinateurs.
La cassette est fournie en version « rapide » (enregistrement à 2 400 bauds) sur les deux faces, contrairement à une pratique bien établie qui consiste à enregistrer une face en rapide et une face en lent. Cette façon de faire se justifie ici car une face est réservée à l'Oric-1 et l'autre à l'Oric Atmos.

Une petite notice de deux pages, faite sur imprimante à aiguilles, accompagne la cassette et permet assez rapidement d'exploiter celle-ci au mieux. La description des fonctions du moniteur que comporte ce programme est suffisamment explicite ; par contre, pour ce qui est de l'assembleur, c'est un peu rapide et un petit exemple (ne serait-ce que de deux ou trois instructions) serait le bienvenu, car la syntaxe utilisée est un peu particulière. Pour la petite histoire, précisons que cette notice comporte bon nombre de fautes de frappe qui se répercutent même sur la boîte de la cassette, puisque l'étiquette de celle-ci est marquée MONAMS alors que le programme est appelé MONASM sur toute la notice (ce qui est logique puisque c'est un MONiteur ASseMbleur) !

Le programme est donc composé de deux sous-ensembles : un moniteur et un mini-assembleur. Le moniteur est très complet et permet d'exploiter (nous allions écrire d'espionner) la mémoire de l'Oric au mieux. On peut, en effet, afficher le contenu de toute une zone mémoire en hexadécimal et en équivalent ASCII ; on peut rechercher une suite d'octets à partir d'une adresse définie ; on peut lancer un sous-programme en langage machine à une adresse quelconque ; on peut désassembler n'importe quelle partie de la mémoire de l'Oric (si vous voulez tout comprendre de sa ROM Basic !) ; on peut évidemment lire et écrire en mémoire octet par octet et transférer une zone mémoire dans une autre. Enfin, et nous l'avons gardé pour la bonne bouche car c'est une fonction extrêmement intéressante, on peut faire exécuter n'importe quel programme contenu en mémoire en pas à pas à chaque pression sur une touche avec, à chaque fois, affichage du contenu des registres du 6502 sur l'écran. Voilà qui est bien utile pour mettre au point des programmes récalcitrants.

Le mini-assembleur quant à lui est capable d'assembler des mnémoniques 6502 et de générer du code 6502 directement implanté en mémoire à l'adresse de votre choix. Cet assembleur comprend toutes les instructions 6502 ainsi qu'un certain nombre de directives standard telles que : ORG pour définir l'origine du programme, EQU pour définir une égalité, RSV pour réserver un certain nombre d'octets mémoire, DFB pour définir des constantes en mémoire et ASC pour traduire une chaîne en sa représentation ASCII.

Le fonctionnement de cet assembleur est satisfaisant et très rapide, mais la façon d'écrire les programmes déroute un peu au début ; en effet, il faut passer sous le contrôle du Basic et frapper ceux-ci avec des numéros de ligne comme si c'étaient des programmes Basic. Pour que l'assembleur s'y retrouve, chaque ligne à assembler doit commencer par un guillemet et les étiquettes doivent être suivies par deux points (:). On s'y habitue très vite et, même si l'on trouve cela un peu contraignant, la possibilité d'assembler du code 6502 en quelques secondes compense très largement ce petit désagrément.

En conclusion, nous pensons que VISMO répond, avec cette cassette, à un besoin exprimé par tous les utilisateurs d'Oric qui sont amateurs de langage machine et qui, jusqu'à présent, en étaient réduits à assembler à la main et à examiner la mémoire avec des PEEK et des POKE sans disposer d'aucune possibilité de travail en pas à pas. Pour un investissement minime, la cassette Monasm permet de travailler confortablement en langage machine ; certains trouveront sa présentation et ses dialogues un peu spartiates ; le programme ne comporte pas, il est vrai, de fioritures inutiles, mais offre toutes les fonctions que l'on est en droit d'attendre de lui ; c'est le principal.

C. TAVERNIER

Nota : VISMO Informatique, 84, boulevard Beaumarchais, 75011 Paris, tél. : 16 (1) 338.60.00 et 22, boulevard de Reuilly, 75012 Paris, tél. : 16 (1) 628.28.00.

ABC de la micro-informatique

Nous allons poursuivre aujourd'hui l'étude des mémoires entamée dans notre précédent numéro avec la présentation des deux grandes familles de RAM : les RAM statiques et les RAM dynamiques. Nous aborderons ensuite le problème des ROM et des PROM, mais, au préalable, il nous faut encore faire un peu d'arithmétique simple qui va nous conduire du binaire au décimal en passant par une nouveauté pour nombre d'entre vous : l'hexadécimal.

Binaire, décimal et hexadécimal

Nous avons présenté dans le premier article de cette série le principe de la numération binaire, sur lequel nous n'allons pas revenir (faites un petit retour en arrière si vous l'estimez nécessaire) ; par contre, arrivé à ce stade de notre étude, il nous faut introduire de nouvelles notions et en particulier celle de numération hexadécimale. Nous avons vu que, pour coder en binaire les chiffres décimaux de 0 à 9, il fallait 4 bits puisque 9 en binaire se représente par 1001. Ces quatre bits sont donc très mal utilisés pour coder du décimal puisque tous les codes supérieurs à 9, c'est-à-dire supérieurs à 1001, ne servent à rien. L'utilisation optimale des bits d'information étant essentielle dans un microcalculateur, les informaticiens ont donc introduit une nouvelle base de numération qui est la base 16 ou base hexadécimale. C'est-à-dire que la plupart des nombres utilisés en micro-informatique seront exprimés dans la base 16. Rappelons, car c'est une notion que beaucoup ont du mal à assimiler, comment fonctionne une base de numération :

– Lorsque vous parlez du nombre 237 en décimal, cela signifie 2 centaines plus 3 dizaines plus 7 unités ou encore, la numération décimale étant en base 10 : $(2 \times 10^2) + (3 \times 10^1) + (7 \times 10^0)$. C'est-à-dire que vous décomposez le nombre en une somme de puissances successives de la base.

Si, maintenant, vous voulez parler en base 16, vous allez procéder de même, mais ce sera un peu moins naturel car, si vous connaissez les puissances de 10 sans calcul (puisqu'il suffit d'ajouter des 0, $10^2 = 100$, $10^3 = 1\,000$, etc.), il n'en est pas de même de la base 16 et il vous faudra un tableau tel celui de la figure 1 pour vous en sortir. Ainsi, si nous parlons de 162 en base 16, cela équivaudra à :
$(1 \times 16^2) + (6 \times 16^1) + (2 \times 16^0) = 354$ en décimal.

De même, si vous voulez convertir 258 décimal en base 16, il va vous falloir décomposer ce 258 en somme de puissances de 16. Si l'on consulte la figure 1, on voit que 258 peut être mis sous la forme :
$258 = 256 + 2$
$= (16^2 \times 1) + (16 \times 0) + (16 \times 2)$; 258 décimal s'écrira donc 102 en base 16.

Pourquoi avoir choisi cette base apparemment peu pratique d'emploi ? Tout simplement parce que le codage sur 4 bits des chiffres de 0 à 9, dont nous venons de parler, permet en fait de coder 16 valeurs comme le montre le tableau de la figure 1. Il faut tout de suite remarquer dans ce tableau l'apparition de lettres pour représenter des chiffres ; en effet, le code binaire 1010 par exemple correspond à 10 en décimal, mais on ne peut l'appeler 10 en hexadécimal car cela rendrait les nombres illisibles (comment différenciez-vous 310 signifiant 3 puis 10 de 310 signifiant 3 puis 1 puis 0 ?). Il a donc fallu trouver des symboles pour représenter les chiffres hexadécimaux compris entre 10 et 16 et ce sont les premières lettres de l'alphabet qui ont

Décimal	Binaire	Hexadécimal
0	0000	0
1	0001	1
2	0010	2
3	0011	3
4	0100	4
5	0101	5
6	0110	6
7	0111	7
8	1000	8
9	1001	9
10	1010	A
11	1011	B
12	1100	C
13	1101	D
14	1110	E
15	1111	F

Fig. 1. – Tableau des nombres de 0 à 15 en binaire, décimal et hexadécimal.

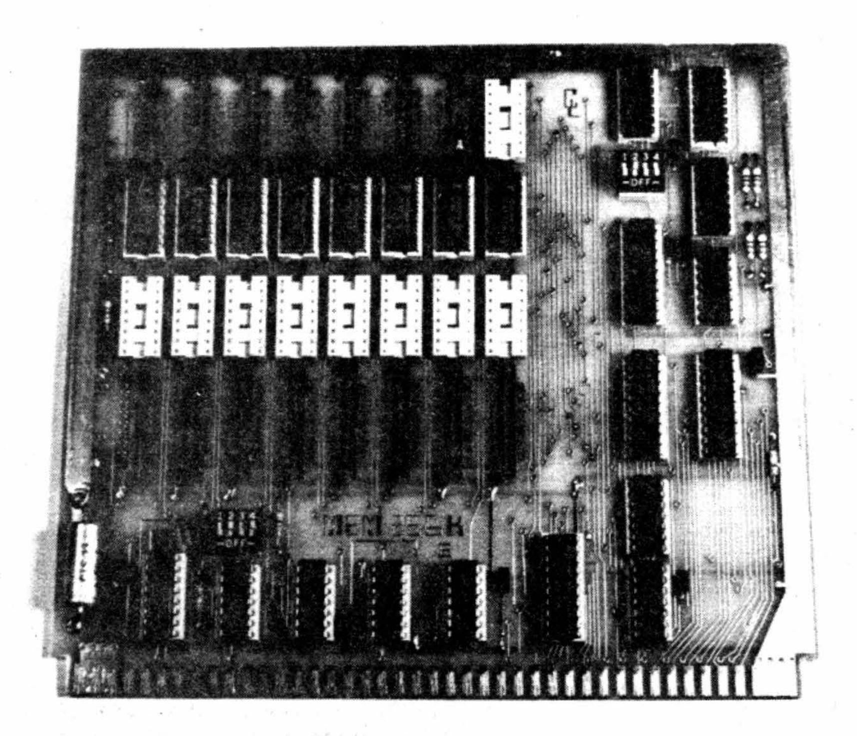


Photo A. – La compacité des RAM dynamiques permet de loger 16 K octets sur une carte de petite taille et...

été retenues, ainsi 10 décimal est A en hexadécimal, etc., jusqu'à 15 décimal qui est F en hexadécimal.

Rassurez-vous, pour faire de la micro-informatique, point n'est besoin de passer son temps à convertir des nombres d'une base à l'autre, des programmes existent et font cela sans même que vous puissiez vous en apercevoir ; par contre, il est important de connaître l'hexadécimal lors de la conception et la manipulation des circuits et plus particulièrement des mémoires, ne serait-ce que parce que les adresses utilisées sont en hexadécimal.

Ceci va vous permettre de comprendre pourquoi dans le paragraphe précédent nous avons parlé de tailles mémoire aussi étranges que 1 024 mots (et non pas 1 000) ou 65 536 mots (et non pas 64 000 ou 65 000). Tout cela vient de la numération hexadécimale ; en effet, supposons une mémoire disposant de 16 lignes d'adresse, nous pouvons donc séparer ces 16 lignes en 4 groupes de 4 ; sur chaque groupe de 4, nous pouvons compter en hexadécimal de 0 à F ; les adresses présentées à notre mémoire vont donc pouvoir varier de 0000 à FFFF. Si vous convertissez FFFF en décimal, cela va vous donner :

$(15 \times 16^3) + (15 \times 16^2) + (15 \times 16^1) + (15 \times 16^0) = 65\,535$. Notre mémoire disposera donc d'une capacité de 65 536 (de 0 à 65 535, cela fait 65 536, de même que de 0 à 9 cela fait 10 chiffres !) mots.

Nous reviendrons ultérieurement sur ces notions d'adressage et d'hexadécimal, mais il était nécessaire de l'introduire dès maintenant pour vous familiariser petit à petit avec cette numération particulière un peu déroutante.

Terminologie

Après avoir présenté en douceur les grandes lignes du fonctionnement d'une mémoire, nous devons vous présenter encore quelques appellations standard que nous allons utiliser dans la suite de cet exposé et qui présentent le mérite (même si c'est parfois le seul) d'être communes à tous les ouvrages et documents sur ce sujet.

Les lignes de sélection de boîtier mémoire s'appellent quasiment toujours E pour Enable (permettre en anglais) ou CS pour Chip Select (selection de la « puce » en anglais) ou CE pour Chip Enable. La ligne lecture/écriture s'appelle quasiment toujours R/W pour Read/Write ou WE pour Write Enable (autorisation d'écriture). Les lignes d'adresse s'appellent toujours A0 à AX, X dépendant de la taille de la mémoire. Les lignes de données ont des appellations qui varient un peu, très souvent l'on trouve D0 à DX, X dépendant de l'organisation en mots de la mémoire. Mais l'on rencontre aussi 00 à 0X où 0 signifie Output (sortie), particulièrement dans les ROM car, dans ce cas, les lignes de données sont toujours des sorties puisque ces mémoires ne peuvent qu'être lues. Lorsque sur une RAM, il existe des entrées de données pour écrire dans la mémoire et des sorties de données placées sur des pattes différentes lorsque l'on lit dans la mémoire, les appellations DI pour Data In (entrée de donnée) et DO pour Data Out (sortie de donnée) sont généralement utilisées. Enfin, concernant la taille des mémoires, et compte tenu de la numération hexadécimale qui conduit à des nombres « exotiques » (65 536 par exemple), on introduit une pseudo-unité qui est le K ou Kilo et qui vaut non pas 1 000 mais 1 024. Ainsi une mémoire qui dispose de 10 lignes d'adresses pourra contenir 1 024 données (faites le calcul comme nous avons fait dans le paragraphe précédent). On dira que c'est une 1 K ou 1 K-mots. Notre mémoire de 65 536 données sera donc avec cette « unité » une 64 K puisque 64 × 1 024 = 65 536.

L'organisation de la mémoire complète cette façon de parler quasi universelle, ainsi une mémoire de 1 024 données où les données sont des mots de 8 bits sera une « 1 K-mots de 8 bits » ou une « 1 K-octets » ; notre 64 K organisée en 65 536 mots de 1 bit sera une 64 K ou une 64 Kilobits ou une 64 K-mots de 1 bit.

Ces appellations font un peu jargon pseudo-scientifique, mais, lorsque l'on a pris l'habitude de les manipuler, elles sont bien pratiques ; il est tout de même plus facile de parler d'une 1 K-octets que de dire à chaque fois une 1 024 mots de 8 bits !

RAM statiques et RAM dynamiques

Nous n'avons parlé jusqu'à maintenant que des RAM dans leur ensemble afin de faciliter la première partie de cet exposé ; il nous faut, arrivé à ce stade, vous présenter les deux familles de RAM actuelles : les RAM statiques et les RAM dynamiques.

Tout d'abord pourquoi deux familles, quels sont les avantages et les inconvénients de l'une et de l'autre ?

La raison d'être de ces deux familles est due à la limitation de nos possibilités d'intégration et également à des impératifs de réduction de consommation des boîtiers. Dans une RAM statique, chaque cellule mémoire élémentaire, c'est-à-dire chaque bit d'information à mémoriser, l'est au moyen d'une bascule à transistors. Selon l'état de la bascule, l'information mémorisée est un 1 ou un 0 ; or comme chacun sait, pour faire une bascule il faut au minimum deux transistors. En fait, pour que cette bascule soit adressable, ce qui est indispensable dans une mémoire, le schéma de la bascule se complique un peu et prend l'aspect indiqué figure 2. Nous voyons donc que des mémoires de ce type auront un avantage majeur : une fois que l'information a été écrite dans la bascule (c'est-à-dire une fois que l'on a fait basculer celle-ci dans un état) et tant que la mémoire restera alimentée, il n'y aura rien à faire pour maintenir l'information, la bascule ne risquant pas de changer d'état toute seule. Par contre, ces mémoires seront grosses consommatrices de transistors puisque le schéma de la figure 2 se reproduira autant de fois qu'il y aura de bits à mémoriser (8 192 fois par exemple dans une 1 K-octets) ; qui dit beaucoup de transistors dit également une consommation électrique importante, cela semble logique.

Pour palier ces « défauts », les concepteurs de circuits intégrés ont imaginé les RAM dynamiques. Dans une RAM dynamique, l'information à mémoriser n'est plus stockée sous forme d'état d'une bascule mais est emmagasinée dans un condensateur ; ainsi, par exemple, pour mémoriser un 1, on chargera un condensateur et pour mémoriser un 0, on le déchargera. Dès lors, le schéma d'une cellule mémoire élémentaire de RAM dynamique est très simple comme le montre la figure 3, d'autant plus que le condensateur n'existe pas réellement car il est en fait constitué par la capacité parasite grille-source du transistor MOS.

La simplification, par rapport aux RAM statiques, est évidente ; les RAM dynamiques auront donc une capacité plus importante que les RAM statiques puisque le nombre de transistors que l'on sait intégrer sur une puce de silicium est constant et qu'il faut aux RAM dynamiques moins de transistors par bit. De même la consommation sera beaucoup moins importante, à taille mémoire égale, puisqu'il y aura moins de transistors. Mais, car il y a un « mais », les RAM dynamiques présentent un défaut qui était encore très gênant il y a un an ou deux et qui s'estompe un peu avec les progrès technologiques : le condensateur qui mémorise l'information, comme tout condensateur qui se respecte, se décharge lentement et il faut régulièrement venir regénérer son contenu sous peine de la voir disparaître au fil du temps. Cette opération de régénération de l'information mémorisée s'appelle le rafraîchissement de la mémoire. Physiquement, cette opération consiste à venir lire le contenu de chaque condensateur de la mémoire et à recharger ceux-ci avec la valeur qui y a été lue. Cette opération serait très complexe à réaliser depuis l'extérieur de la mémoire, aussi les fabricants ont-ils simplifié un peu ce procédé en ajoutant une circuiterie interne adéquate qui fait que, pour l'utilisateur, l'opération de rafraîchissement se limite à une lecture régulière des lignes de la mémoire. Il va de soi que, même malgré cette simplification, l'emploi des RAM dynamiques est beaucoup plus délicat que celui des RAM statiques puisqu'il faut prévoir un dispositif permettant de réaliser ce rafraîchissement d'une part et que, d'autre part, pour être réalisé correctement, ce rafraîchissement demande le respect de chronogrammes de façon assez précise.

Un autre problème vient se greffer sur celui-ci : les adresses des RAM dynamiques sont multiplexées pour réduire le nombre de pattes nécessaires sur le boîtier, comme nous allons le voir.

Malgré ces « défauts », les RAM dynamiques sont très largement employées et sont en plein essor car ce sont les seuls types de mémoires qui permettent

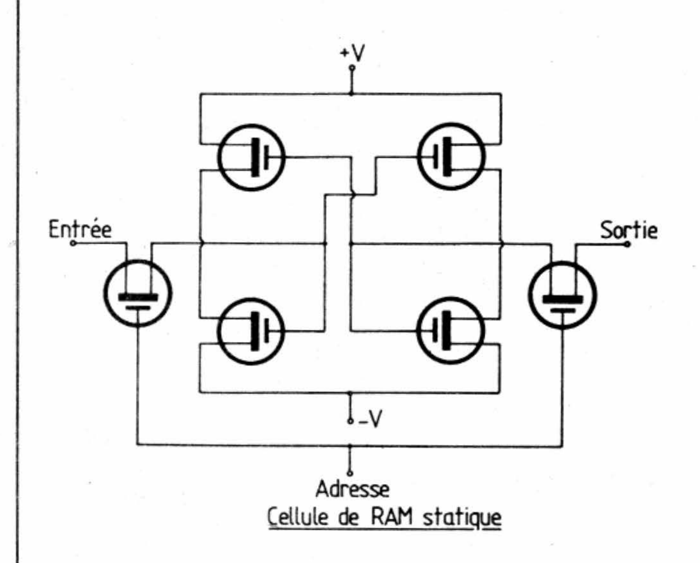
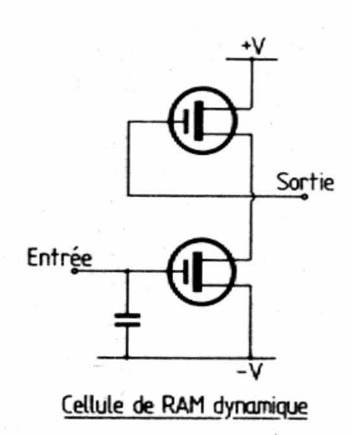


Fig. 2. – Cellule mémoire élémentaire d'une RAM statique.



ig. 3. – Cellule mémoire élémentaire d'une RAM dynamique.

de grouper en un et unique boîtier à 16 pattes 65 536 bits ayant un temps d'accès de 150 ns ! Et encore, une 256 K-bits est en préparation !

Avant d'en conclure avec cette présentation comparative des RAM statiques et dynamiques, précisons qu'il existe un rapport 4 entre la capacité maximale d'une RAM statique et d'une RAM dynamique. L'on sait faire des RAM statiques jusqu'à 16 K-bits et des RAM dynamiques jusqu'à 64 K-bits. Ce rapport est logique et est constant malgré les évolutions technologiques puisqu'il faut 4 fois moins de transistors pour réaliser une cellule élémentaire de RAM statique que de RAM dynamique.

Nous en resterons là pour ce qui est de la réalisation interne de ces mémoires ; une étude plus poussée relevant d'un cours de conception de circuits intégrés. Par contre, nous allons voir comment sont organisés les sous-ensembles contenus dans un boîtier mémoire car cela est très utile pour comprendre par la suite les schémas d'utilisation de ceux-ci.

Architecture interne

Une mémoire, quelle qu'elle soit, est organisée en matrice (voir notre article précédent qui montrait une matrice de diodes LED) de chaque cellule élémentaire se trouve à l'intersection d'une ligne et d'une colonne. Cet arrangement est transparent du point de vue utilisateur et lorsque vous adressez le 128[e] mot d'une mémoire, vous n'avez pas à savoir qu'il est sur la X[e] ligne et la Y[e] colonne. Comme le montre la figure 4 qui présente l'organisation interne d'une ROM, les lignes d'adresse de la mémoire entrent sur un circuit de décodage qui les répartit sur les entrées lignes et colonnes de la matrice mémoire proprement dite. Les données issues de cette matrice mémoire passent dans des amplis réalisant l'isolement des cellules mémoire par rapport au monde extérieur et aussi l'adaptation aux normes TTL. De plus, ces amplis sont du type trois états et ils sont activés par la (ou les) entrée(s) CS de la mémoire de façon à ne présenter des données en sortie que lorsque le boîtier est validé par son entrée CS (Chip Select, voir ci-avant).

La structure interne d'une RAM statique diffère peu de ce schéma, comme le montre la figure 5. Seuls les amplis de données sont différents puisqu'ils doivent être bidirectionnels (car l'on peut lire et écrire dans la mémoire) ; leur sens de fonctionnement étant commandé par la ligne R/W de la mémoire.

Une RAM dynamique par contre est un peu plus complexe au point de vue interne pour deux raisons ; la première est liée à la présence des circuits d'aide au rafraîchissement et la deuxième est due au fait que les lignes d'adresse sont multiplexées c'est-à-dire qu'une mémoire RAM dynamique de 64 K qui nécessite donc 16 lignes d'adresse n'en aura que 8. Il faudra donc présenter l'adresse à la mémoire en deux fois, en indiquant à chaque fois au moyen d'une ligne appropriée quelle est la partie des 16 bits présentée sur les lignes d'adresse. Cela se fait au moyen de deux lignes appelées RAS pour Row Address Strobe (validation d'adresse ligne) et CAS pour Column Address Strobe (validation d'adresse colonne). Il faut procéder de la façon suivante :

– on présente sur les 8 lignes d'adresse les 8 bits de poids fort de l'adresse complète,
– on valide pendant un temps dépendant du type de mémoire le signal RAS,
– on présente ensuite sur les 8 lignes d'adresse les 8 bits de poids faible de l'adresse complète,
– on valide pendant un temps dépendant du type de mémoire le signal CAS,
– on peut ensuite lire les données ou les écrire dans la mémoire comme pour les RAM statiques.

Cette façon de concevoir les RAM dynamiques permet de n'avoir sur un boîtier 64 K que 8 pattes au lieu des 16 qu'il aurait fallu sans cet artifice, ce qui permet de réaliser des RAM

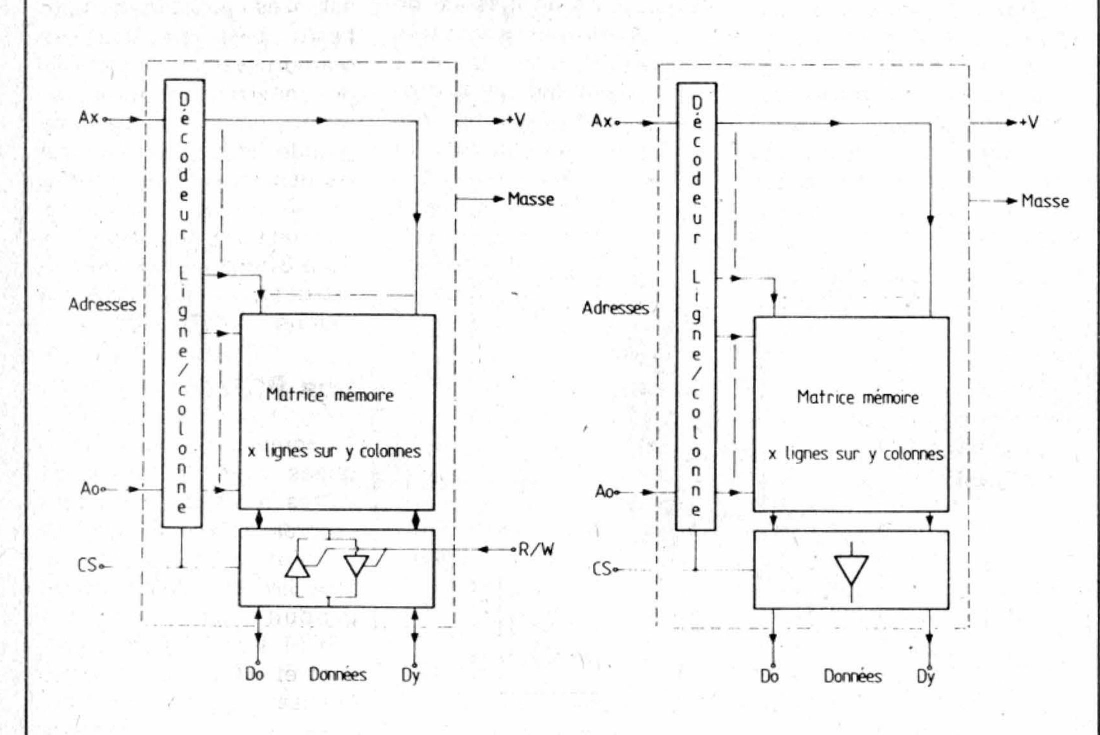


Fig. 4. – Architecture interne d'une ROM. **Fig. 5. – Architecture interne d'une RAM statique.**

64 K-bits en boîtier 16 pattes. Par contre, comme le confirme le schéma de la figure 6, la mémoire est un peu plus complexe puisqu'il faut qu'elle mémorise les deux parties de l'adresse qui lui sont présentées successivement.

Nous en resterons là pour cette présentation des RAM statiques et dynamiques ; ce que nous avons exposé étant très largement suffisant pour permettre une bonne approche de tous les schémas courants en micro-informatique. Nous allons maintenant consacrer quelques lignes aux mémoires mortes ou ROM qui, bien que plus simples au point de vue structure interne que les RAM, sont divisées en de nombreuses familles aux applications et possibilités très diverses.

Généralités

Ainsi que nous l'avons dit le mois dernier, les ROM ou Read Only Memory (mémoire à lecture seule) sont des circuits dont le contenu est défini une fois pour toutes lors d'une opération appelée la programmation de la ROM et, en principe, ce contenu ne peut plus être modifié par la suite. Cette affirmation est vraie pour toutes les ROM en ce sens que la modification du contenu ne peut avoir lieu simplement comme pour les RAM en écrivant de nouvelles données dans la mémoire ; par contre, certaines ROM peuvent être modifiées même après leur programmation initiale lors d'une opération appelée l'effacement. Ce sont ces diverses possibilités qui conduisent à classifier les ROM en diverses familles.

Nous allons donc étudier successivement les ROM ou mémoires mortes « vraies », c'est-à-dire ne pouvant plus être modifiées par la suite et ne pouvant être programmées que par leur fabricant ; les ROM pouvant être programmées par l'utilisateur mais ne pouvant être modifiées par la suite ; les EPROM ou UVPROM qui peuvent être programmées par l'utilisateur et peuvent être modifiées par la suite après avoir été effacées par exposition à un rayonnement ultraviolet (EPROM signifie Earasable Programmable Read Only Memory, soit mémoire programmable et effaçable) et les dernières venues, les EAROM qui peuvent être programmées par l'utilisateur et effacées par application d'une tension adéquate sous certaines conditions (EAROM signifie Electricaly Alterable Memory, soit mémoire altérable électriquement).

Les ROM

Ces mémoires, programmables par leur fabricant et impossibles à modifier par la suite, portent aussi le nom de ROM programmables par masque. Ce sont des mémoires, généralement de très grande capacité (on sait faire jusqu'à 32 Ko), qui lors de leur fabrication même, c'est-à-dire lors des opérations de masquage du circuit intégré, reçoivent les données à contenir. Ces données sont donc inscrites à vie dans la mémoire, un peu comme des pistes de circuit imprimé que vous graveriez sur un morceau d'époxy. Il est donc évident que ce contenu ne peut être modifié puisqu'une telle modification équivaudrait à corriger le schéma interne du circuit intégré, ce qui n'est évidemment pas possible ; mais, il est malheureusement tout aussi évident que seul le fabricant du circuit intégré peut réaliser une telle programmation puisque celle-ci à lieu lors de la fabrication de la mémoire. Cela signifie donc que ces ROM sont réservées à des applications où un nombre important de mémoires identiques seront utilisées (programmateur de machines à laver par exemple) car les frais de réalisation d'un masque de programmation sont très importants et ne peuvent être amortis que par la production d'un grand nombre de circuits. L'amateur n'a donc que très rarement à faire à de telles mémoires sauf dans quelques cas particuliers. En effet, certains produits sont plus ou moins standard, ce qui a poussé les grands fabricants de circuits intégrés à réaliser des mémoires utilisables dans de nombreuses applications ; on peut ainsi citer : les mémoires génératrices de caractères, utilisées dans tous les systèmes de visualisation de texte sur écran TV, les mémoires contenant des programmes de calculs classiques pour certains microprocesseurs, etc.

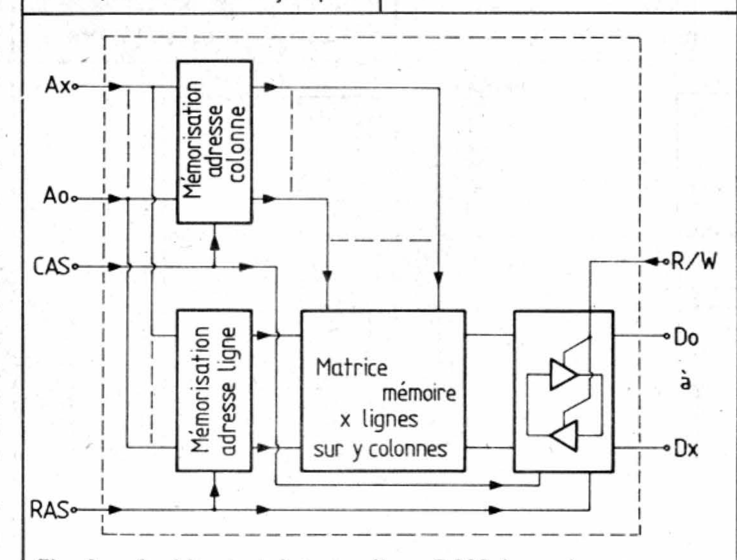


Fig. 6. – Architecture interne d'une RAM dynamique.

Ces mémoires sont toujours réalisées en technologie MOS car leur intérêt essentiel est leur capacité importante et, si vous revoyez ce que nous avons expliqué le mois dernier au sujet des problèmes de dissipation thermique, vous comprendrez facilement qu'il est impossible de faire 32 Ko de ROM en transistors bipolaires !

Le prix de ces ROM programmables par masque est très variable compte tenu des problèmes d'amortissement des frais de masque évoqués ci-avant ; pour les produits de grande diffusion tels que les générateurs de caractères, il faut compter sur un prix unitaire de l'ordre de 60 à 80 F pour des mémoires dont la taille oscille autour de 16 à 20 K-bits.

Les PROM

Hormis les ROM évoquées ci-avant, tous les autres types de ROM sont programmables, cependant et d'un commun accord, tous les utilisateurs de ces produits désignent par PROM les ROM qui peuvent être programmées par l'utilisateur mais non effacées. Nous respecterons donc cette « norme » de fait.

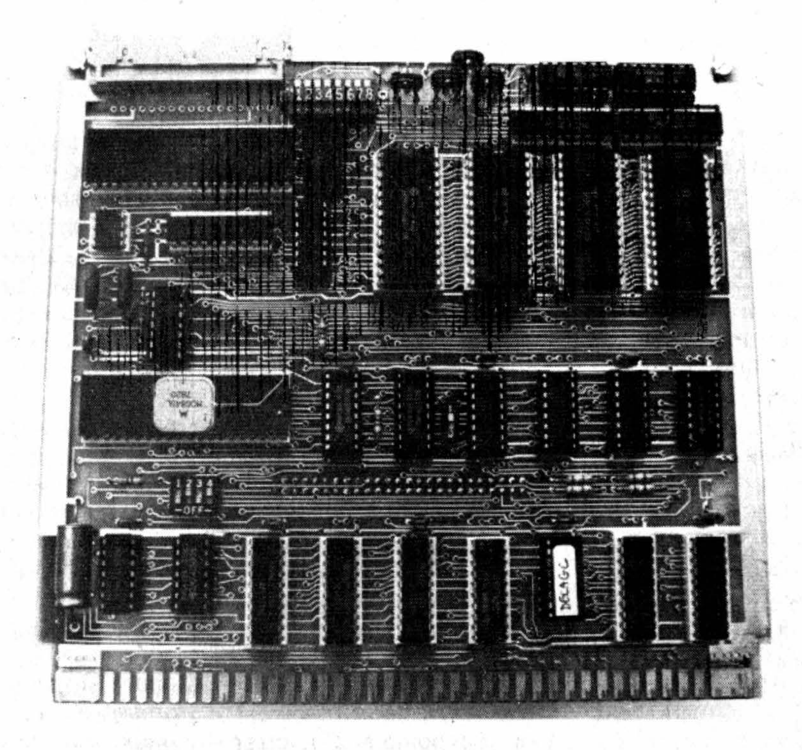


Photo B. – ... jusqu'à 256 K-octets sur une carte à peine plus grande.

Les PROM sont des mémoires qui, par leur structure interne, diffèrent assez fortement des ROM MOS vues précédemment, ne serait-ce que parce que les PROM sont toujours des circuits bipolaires, nous allons voir pourquoi. Considérons la figure 7, c'est une matrice de diodes comme nous en avons déjà vu lors de l'étude des afficheurs opto-électroniques. Lorsque la matrice est dans cet état, l'application d'un niveau logique 1 à n'importe quelle entrée fera apparaître des 1 sur toutes les sorties ; par contre, si l'on enlève des diodes en certains points de la matrice, l'application de 1 sur les entrées ne fera plus apparaître que des 1 sur les sorties, mais il y aura des 0 sur les colonnes où manquent les diodes. Nous aurons donc programmé des valeurs fixes dans notre matrice.

Ce mécanisme est, à peu de chose près, celui employé dans les PROM, aussi appelées PROM fusibles ; en effet, ces PROM contiennent, lorsqu'elles sont vierges (c'est-à-dire lorsque l'on vous les livre, avant toute programmation) une matrice de diodes intacte, mais chaque diode est en série avec un petit fusible comme indiqué figure 8. La programmation va consister, comme pour notre matrice de la figure 1, à enlever des diodes en certains points, cet « enlèvement » ayant lieu en faisant fondre les fusibles concernés au moyen d'une circuiterie externe adéquate.

Sous réserve d'avoir cette circuiterie externe, qui n'est autre qu'un programmateur de PROM fusibles, l'utilisateur peut donc programmer ce qu'il veut dans une telle PROM ; par contre, il est évident que l'effacement est impossible puisqu'il faudrait rétablir des connexions détruites. La seule chose possible est que, si vous avez oublié de faire sauter des fusibles en certains points, vous pouvez, à n'importe quel moment, compléter la programmation de la mémoire en faisant sauter les fusibles oubliés.

Une telle mémoire, une fois programmée, conserve l'information indéfiniment, c'est donc bien une ROM.

Les fusibles dont nous avons parlé ci-avant ne sont pas une vue de l'esprit et, bien que cela surprenne nombre de gens, ils existent bel et bien dans la mémoire sous forme d'un petit filament de nickel-chrome de quelques microns de longueur et la programmation les fait réellement fondre.

Il est évident qu'une telle opération dégage des calories au sein de la puce de silicium qui constitue la mémoire et qu'elle doit être menée avec précaution. Les fabricants de PROM indiquent donc des niveaux de tension et des chronogrammes précis à respecter pour

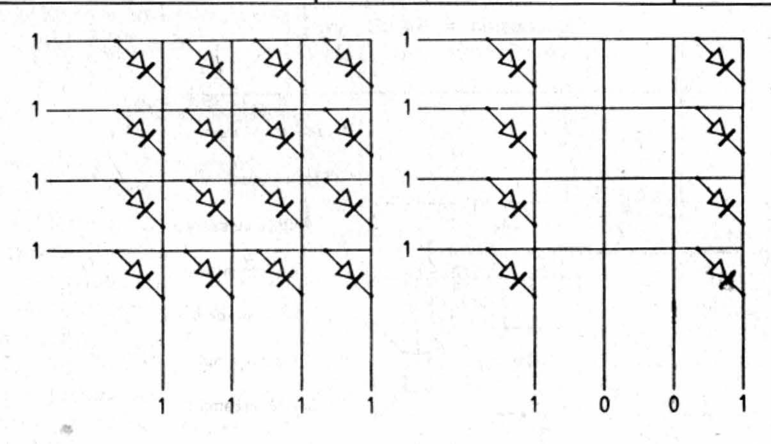


Fig. 7. – Matrices de diodes vierge et « programmée » par enlèvement de certaines diodes.

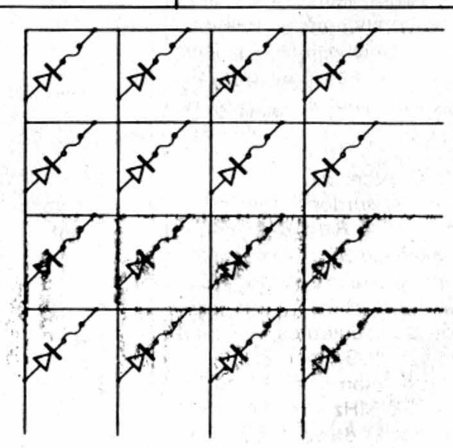


Fig. 8. – Zone mémoire d'une PROM à fusibles.

mener à bien cette programmation.

Les avantages des PROM bipolaires sont indéniables ; on peut citer :
– La possibilité de programmation selon le besoin, ce qui réduit la taille des stocks puisqu'il suffit de disposer de PROM vierges.
– La rapidité de l'opération de programmation qui se chiffre en millisecondes.
– Le faible coût des PROM bipolaires de petite taille.
– Le très grand choix proposé par les divers fabricants de circuits intégrés.
– La possibilité d'échange « pin for pin » (c'est-à-dire sans modifier quoi que ce soit au câblage) de bon nombre de PROM entre divers fabricants.
– Le temps d'accès extrêmement faible de telles mémoires (c'est normal puisque ce sont des circuits bipolaires) qui varie de 80 ns pour les plus lentes à 20 ou 30 ns pour les plus rapides.

Par contre, ces nombreux avantages sont compensés par de non moins nombreux inconvénients :

– La dissipation de ces PROM (qui sont des mémoires à transistors bipolaires) est très importante.
– Le prix des PROM de forte capacité est très élevé (200 F pour une 2 K-mots de 8 bits).
– Les programmateurs sont assez complexes à réaliser.
– Les mémoires de divers fabricants, même si elles sont compatibles en lecture ne le sont pas en programmation, ce qui impose d'avoir un programmateur par famille de PROM.

La synthèse des avantages et des inconvénients rejoint la pratique et l'on constate que, hormis dans les calculateurs très rapides, les PROM fusibles sont surtout utilisées dans les versions de faible capacité telles que 32 mots de 8 bits, 256 mots de 4 bits ou 512 mots de 4 bits pour des fonctions... logiques. Nous verrons en effet que de telles mémoires se prêtent remarquablement bien à la réalisation de fonctions logiques complexes et qu'un boîtier 16 pattes peut ainsi remplacer les 10 ou 12 boîtiers TTL classiques qui auraient été nécessaires pour accomplir la même fonction. Les réalisateurs de notre ordinateur individuel décrit dans ce numéro l'ont d'ailleurs déjà constaté, car de telles mémoires sont utilisées pour les décodages d'adresses. Nous reviendrons plus avant dans cette série sur ce principe d'utilisation un peu surprenant au premier abord.

Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui car les familles de ROM qui nous restent à décrire constituent un gros morceau et occuperont à elles seules la quasi-totalité d'un article, dans lequel vous seront présentés ces sigles mystérieux que l'on rencontre dans toutes les publications spécialisées : UVPROM, EPROM, EAROM, EEPROM, etc.

C. TAVERNIER

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

(suite de la page 134)

RR – 07.12 : M. Georges MONTEUX, 25 MONTBELIARD, nous demande :

1° le schéma de diverses sondes (sans précisions) pour oscilloscope ;

2° le schéma d'un transverter 28 MHz → 144 MHz ;

3° les caractéristiques et correspondances du transistor 2 SB 60.

1° Parmi les sondes pour oscilloscopes, nous relevons les articles suivants auxquels vous pourriez avantageusement vous reporter :
Sonde détectrice HF pour oscilloscope, « Haut-Parleur » n° 1610, page 99.
Sondes et cordons pour oscilloscope, « Radio-Plans » n° 406, page 37.
Sonde préamplificatrice, Radio-Plans n° 407, page 33.
Sonde démodulatrice, « Radio-Plans » n° 409, page 83.

2° Un montage de transverter 28 MHz → 144 MHz est décrit dans l'ouvrage « L'émission et la réception d'amateur », 11e édition, à partir de la page 438, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter (ouvrage en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

3° Caractéristiques **maximales** du transistor 2 SB 60 (BF) :
Germanium PNP : 20 V ; 50 mA ; 0,15 W.
Correspondances : AC 122, AC 125, AC 126, AC 151, 2N 1191 ou 1194.

●

RR – 07.13-F : M. Thierry OGER, 43 LE PUY, nous demande les caractéristiques, brochage et schéma d'application du circuit intégré TDA 1010.

Voici les caractéristiques maximales du circuit intégré TDA 1010 :

Il s'agit d'un amplificateur BF de 6 W maximum. Tension d'alimentation = 6 à 24 V ; gain en tension = 54 dB ; impédance d'entrée = 30 kΩ ; puissance de sortie = 6 W pour 14 V d'alimentation et sur une charge (HP) de 4 Ω, avec distorsions totales de 10 %.

Brochage et schéma d'application : voir figure RR-07.13.

●

(suite page 152)

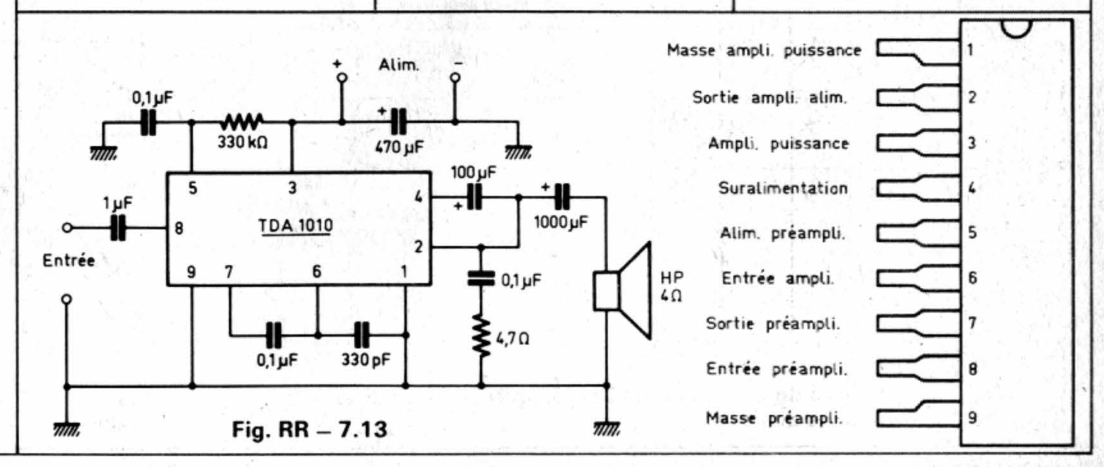


Fig. RR – 7.13

COURRIER TECHNIQUE

(suite de la page 151)

RR – 08.06 : M. François NOVACK, 75010 PARIS, nous demande :

1° comment déterminer si un circuit intégré est bon ou mauvais ;

2° des renseignements complémentaires concernant l'horloge décrite dans le n° 43 d'Electronique Pratique ;

3° s'il est possible de prévoir l'affichage digital de la tension à la sortie de l'alimentation décrite dans le n° 50 d'Electronique Pratique.

1° On peut déterminer si un circuit intégré est bon ou défectueux en mesurant les diverses tensions qui doivent être présentes à ses bornes et en comparant les mesures obtenues avec les tensions normales qui sont généralement indiquées dans la documentation technique et sur le schéma se rapportant à l'appareil considéré. Bien entendu, avant de décréter que le circuit intégré est défectueux, il faut s'assurer par ailleurs que l'éventuelle tension incorrecte mesurée n'est pas provoquée par un défaut d'un circuit ou d'un composant **extérieur**.

2° Dans le montage de l'horloge décrite dans Electronique Pratique n° 43, c'est bien un afficheur ou des afficheurs à cathodes communes qu'il convient d'utiliser (voir page 103, figure 4). Mais dans ce cas, attention, le circuit « cathodes communes » doit être relié à la masse ou si vous préférez au négatif de l'alimentation (et non pas au +).

3° Dans le montage d'alimentation décrit dans le n° 50 d'Electronique Pratique, page 77, si vous désirez un affichage numérique de la tension, il suffit de prévoir un voltmètre digital connecté en parallèle sur les douilles de sortie du montage.

Des descriptions de voltmètres digitaux ont déjà été publiées dans nos revues suivantes parmi lesquelles vous pourriez faire votre choix :

Electronique Pratique numéros 52 (p. 119) et 66 (p. 66).

Haut-Parleur numéros 1637 (p. 237), 1640 (p. 174), 1641 (p. 158), 1642 (p. 186), 1643 (p. 157), 1644 (p. 213) et 1679 (p. 83).

RADIO COMPTOIR ELECTRIQUE

VENTES PROMOTIONNELLES A DES PRIX FOUS

• SUIVANT DISPONIBILITES DE NOS STOCKS •

MATERIEL RIGOUREUSEMENT NEUF EN EMBALLAGE D'ORIGINE, AVEC GARANTIE DU CONSTRUCTEUR

COMPOSEZ VOTRE CHAINE HIFI A DES PRIX DINGUES

PHOTO NON CONTRACTUELLE

• **Platine tourne-disque grande marque.** Entraînement courroie .... **540 F**

• **Amplificateur stéréo grande marque.** 2 x 40 W. 8 Ω Dim. 440 x 240 x 58 mm. .. **790 F**

• **Tuner PO-GO-FM stéréo.** Indicateurs d'accord et de niveau signal. Prix .... **590 F**

• **Tuner PO-GO-FM stéréo.** (même présentation). Extra-plat. Accord par diodes électroluminescentes. Prix .... **690 F**

Cassette 3 moteurs. Tiroir escamotable. Touches électroniques sensitives. Dolby. Chrome. Métal Cobalt. Low-noise. Prix .... **990 F**

ENCEINTES ACOUSTIQUES

• **20 W, 2 voies.** H40 x L24 x P16. La paire .... **200 F**

• **40 W, 3 voies,** façade amovible. La paire .... **390 F**

• **50 W. 2 voies.** H 500 x L 265 x P 206 mm. La paire .... **490 F**

• **50 W. 3 voies.** façade amovible H 49 x L 27 x P 22 cm. La paire .... **480 F**

• **60 W. 3 voies.** H 570 x L 265 x P 206 mm. La paire .... **690 F**

• **70 W. 3 voies.** H 685 x L 320 x P 240 mm. La paire .... **990 F**

• **120 W. 3 voies.** 6 HP. H 935 x L 320 x P 240 mm. La paire .... **1290 F**

• **170 W. 3 voies.** H 1045 x L 320 x P 240 mm. La paire .... **1950 F**

RADIO K7 STEREO «TOSHIBA RT 120S»

• PROMO •

PO-GO-OC-FM K7 stéréo. Piles. Secteur.

Ecoute : radio, K7.
Enregistrements : Emissions radio, micro incorporé et micro extérieur. A partir d'un ampli. Arr. automatique.
Dim. 440 x 240 x 118 mm.
4 haut-parleurs .... **880 F**

MAGNETO K7 «CROWN»

Enregistrement/lecture. Piles/secteur. Micro incorporé. Compte-tours, tonalité réglable. Prise enregistrement, micro, écouteur.

Prix ..... **340 F**

RADIO K7 - Stéréo

PO-GO-FM-K7. Stéréo Piles/secteur. Arrêt automatique en fin de bande. Antenne téléscopique.

Prix exceptionnel .... **680 F**

PO-GO-FM-OC K7 stéréo .... **780 F**

MINI-LECTEUR DE K7 STEREO

Avance rapide.
2 prises casques.
Prise alimentation extérieure.
Livré avec mini-casque et bandoulière.

Prix ..... **199 F**



HIFI - DERNIERE MINUTE... SHARP RT100H

Platine K7 Dolby Frontale. **Promo :** .... **790 F**

ELECTROPHONE STEREO

Photos non contractuelles

2 x 3 W réglages grave/aigu. Balance. Platine TD. 33/45 tr/mn. Arrêt automatique capot plexi.
Livré avec 2 enceintes 5 W/4 Ω
Prix .... **390 F**
Même modèle avec changeur tous disques .... **490 F**
Electrophone mono .... **340 F**

JEUX VIDEO TELE

Système ordinateur à cassettes interchangeables.



Livré avec une cassette .... **690 F**

Nombreuses cassettes disponibles. Bowling. Golf. Football. Black-jack. Poker. Basket Ball. Combats. Guerre de missiles. Bataille de l'espace. Bataille navale. Casse brique. Course de voitures, etc.
La cassette .... **140 F**
Les 5 cassettes .... **600 F**

CASQUES STEREOPHONIQUES

• **Modèle avec interrupteur marche/arrêt et dosage à chaque écouteur** .... **68 F**

TELEVISION/VIDEO

MAGNETOSCOPE SHARP VHS/SECAM

Clavier électronique. Prise caméra. ARRET SUR IMAGE. Avance/retour rapide. Retour auto en fin de cassette, programmable 7 jours.
Avec télécommande 4 heures avec E240.
PROMO .... **6490 F**

PROMOTION

TELEVISEURS COULEURS

NEUFS GARANTIS
Equipés avec prise PERITEL



• **36 cm** (RK 301-22). Radiola .... **2850 F**
• **36 cm.** Télécommande (RK 321-22). Radiola .... **3100 F**
• **51 cm** PAL-SECAM. **TOSHIBA.** Télécommande .... **3990 F**
• **56 cm.** Tout écran (RK 703-16) .... **3190 F**
• **56 cm** (RK 704-22) .... **3490 F**
• **66 cm** (RK 806-22) Radiola .... **3890 F**
• **66 cm.** Pal/Secam (RK 858-22) .... **4190 F**
• **67 cm TOSHIBA.** PAL SECAM Télécommande .... **4390 F**



SUPER PROMOTION
(quantité limitée)
Téléviseur grande Marque
66 cm. Télécommande.
Affichage digital
Prise Péritel **3290 F**

INFORMATIQUE

• Monitor écran 31 cm. Vert. Qualité Prof.

Promo .... **950 F**

TRES BEAUX TELE. 2e MAIN garantie 1 an



Grande marque française
Téléviseurs noir et blanc
44 cm .... **490 F**
51 cm .... **590 F**
Photo non contractuelle

CAMERA ET MONITEUR VIDEO

• **Caméra fixe** avec objectif. Alim. 220 V. **2190 F**

• **Support de caméra vidéo** **140 F**

• **Moniteur vidéo écran.** 32 cm. alimentation 220 V **950 F**

AMPLIFICATEUR D'ANTENNE

23 dB .... **190 F** • 14 dB .... **140 F**

• ANTENNE TV INTERIEURE .... 70 F

LA HIFI EN AUTO

BLAUPUNKT «AVORIAZ SM 22»

• Autoradio. PO-GO- 2 x 5 W. FM et K7 stéréo
• 7 stations préréglées en GO.
• 5 présélections FM.
• Recherche électron. FM/PO.
• Affichage LCD. Possibilité de 4 haut-parleurs.
Prix .... **1090 F**

PROMOTION AUTORADIO K7

PO-GO-FM stéréo K7 stéréo .... **540 F**

AUTORADIO «VOXSON»

Sans précédent : la musique à bas prix...

• PROMO •

PO-GO. 3 stations préréglées. Lecteur de cartouche 8 pistes 2 x 5 W stéréo.
Prix .... **99 F**

• **ADAPTATEUR** de K7 stéréo pour lecteur de cartouche 8 pistes .... **199 F**

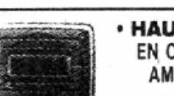
AUTO RADIO

PO-GO-OC-FM PROMO .. **240 F**

LECTEUR DE K7 STEREO



2 x 6 W PROMO **179 F**



• HAUT-PARLEUR • EN COFFRET AVEC AMPLIFICATEUR

2 entrées : 4 Ω. Puissance : 6 W. B-P. 45 à 20000 Hz. Alim. : 12 V. Négatif à la masse.
Prix .... **50 F**
Haut-parleur pour voiture
Prix .... **30 F**

REGULATEURS AUTOMATIQUES DE TENSION

Spécial TELE-COULEUR
200 VA
Entr. 110, sort. 110
Entr. 220, sort. 220
Super affaire.
PROMO .... **520 F**

ALIMENTATIONS SECTEUR



Entrée : 110/220 V
+ ou − à la masse.
Sorties : 3, 6 ou 9 V.
300 mA, avec multiprise .... **46 F**

PROGRAMMATEURS 3500 W - 220 V



Programmation sur 24 heures
Prix .... **130 F**

Programmation sur 7 jours
Prix .... **160 F**

RADIO COMPTOIR ELECTRIQUE

ENTREPOTS et EXPEDITIONS : 94 quai de la Loire, 75019 Paris. Tél. 205.03.81. 205.05.95
Métro : Crimée

41 bis, quai de la Loire (face au 90) Angle 157 rue Crimée, 75019 Paris
245, rue du Fg St-Martin, 75010 Paris. Tél. 607.47.88. M° Jaurès - Louis Blanc.
Zone Indust. 1387 route de Gratadis. 83530 AGAY - Tél. (94) 82.83.06.

• CONDITIONS SPECIALES POUR LES PROFESSIONNELS • PARKING DANS LA COUR

Initiation à la pratique de l'électronique

LES PORTES LOGIQUES

En résumé, vous allez apprendre ce mois-ci...
Le niveau logique d'entrée appliqué à une porte peut être une tension continue ou un signal rectangulaire.
La porte ET donne un niveau logique 1 à sa sortie X si ses entrées A et B sont à l'état 1.
La formule de la fonction ET s'écrit : X = A.B.
Le logigramme électrique d'une porte ET se compose d'interrupteurs en série.
La porte OU donne un niveau 1 en sortie si l'entrée A ou l'entrée B est au niveau 1.
La formule de la fonction OU est : X = A + B.
L'équivalent électrique d'une porte OU se représente par des interrupteurs en parallèle.
La fonction NON, appelée aussi « négation » ou « inversion » se matérialise par un inverseur.
La formule de la fonction NON s'écrit simplement : $X = \overline{A}$, dont la barre indique l'inversion. On dit que X est le complément de A.
Si l'entrée unique A d'une porte NON est au niveau 1, sa sortie X se trouve au niveau 0. Inversement, lorsque A = 0, X = 1.
La fonction NON est réalisée par un transistor monté en émetteur commun.
La fonction NAND se compose d'une porte ET suivie d'un inverseur.
Si les entrées A et B de la porte NAND sont au niveau logique 1, la sortie X est à l'état 0. Dans tous les autres cas, X = 1.
La formule de la fonction NAND est $X = \overline{A.B}$.
Une porte NAND est équivalente à un inverseur si ses entrées sont toutes reliées ensemble.
Une porte NAND suivie d'un inverseur est équivalente à un circuit ET.
Des fonctions plus complexes s'obtiennent en connectant ensemble plusieurs portes.
Il ne faut jamais relier ensemble plusieurs sorties de portes TTL.

La fonction ET

En guise d'introduction, nous avons présenté le mois dernier la fonction ET. Nous avons vu qu'une porte ET pouvait se représenter sous forme mécanique (interrupteurs en série), électrique (avec des diodes) ou électronique (avec un circuit intégré).

Dans la vie courante, nous rencontrons beaucoup d'événements se rapportant à cette fonction. Citons les portes d'une rame de métro, le train ne peut démarrer que si elles sont toutes fermées.

Sur un circuit intégré TTL, toutes les entrées doivent être au niveau 1 pour recueillir, en sortie également, un « 1 ». Vous avez pu expérimenter une porte logique ET avec un circuit 7408 placé sur une plaque de connexion. En branchant des tensions de + 5 V (état logique 1) sur les entrées, l'état de la sortie peut être contrôlé par une diode électroluminescente. Ces tensions sont statiques, nous pouvons les remplacer par des signaux rectangulaires d'amplitude + 5 V, comme cela est montré sur la figure 1. L'impulsion positive de sortie obéit à la loi : X = A.B.

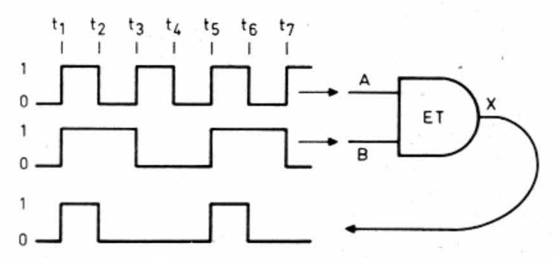
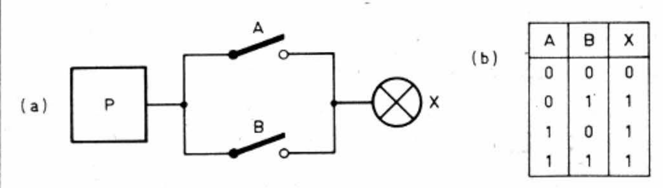


Fig. 1. – Les signaux rectangulaires appliqués aux entrées ne donnent un niveau 1 en sortie que pendant le temps T_1, T_2 et T_5, T_6 pendant lesquels A = B = 1.



A	B	X
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Fig. 2. – Logigramme électrique d'une porte OU (en a) et sa table de vérité (b).

La fonction OU

Pour la démonstration, nous gardons les mêmes composants (pile, lampe et deux interrupteurs), mais en disposant cette fois-ci les interrupteurs en parallèle, le fonctionnement du circuit est complètement changé (fig. 2a). Il suffit qu'un seul interrupteur soit fermé pour que la lampe soit allumée. En d'autres termes, il faut que : A = 1 **ou** B = 1 pour que X = 1. Nous sommes en présence d'un circuit logique OU. En étudiant les quatre possibilités d'ouverture et de fermeture des deux interrupteurs, nous constatons que c'est pour seulement A = B = 0 que nous avons X = 0, ce qui est résumé dans la table de vérité de la figure 2b.

Cette fonction OU s'exprime par la relation :

$$\boxed{X = A + B}$$

(se lisant : « X égal A ou B »).

Le signe X est parfois remplacé par la lettre V : X = A V B, mais cette écriture devient de plus en plus rare.

Au point de vue représentation schématique, nous donnons, figure 3, le symbole le plus courant (a) que nous adopterons par la suite, celui créé par l'AFNOR (b) ; c'est un carré dans l'intérieur duquel l'expression nous rappelle que pour avoir en sortie le niveau 1, il suffit qu'au moins une seule entrée soit à ce niveau. Le troisième symbole est ici pour mémoire, on ne le rencontre presque plus.

Une porte peut être commandée, non pas seulement par des interrupteurs, mais par des tensions branchées à ses entrées. L'intérieur de cette porte pourrait être composé de diodes et d'une résistance (fig. 4).

Nous voyons que si les deux entrées sont au potentiel de la masse (0 V), ce qui correspond à la première ligne de la table de vérité, aucun courant ne peut traverser les diodes puisqu'elles ne se trouvent pas polarisées (anode et cathode au même potentiel). La sortie X reste donc à l'état zéro, l'aiguille du voltmètre branché en X ne dévie pas.

En revanche, si un seul des points A ou B est relié au pôle positif de la pile P, la diode en question est polarisée dans le sens direct (anode positive par rapport à la cathode) et un courant traverse le circuit série comprenant la diode et la résistance. Ce courant traversant R fait apparaître aux bornes de celle-ci une tension (point X positif). Cette tension, mesurée par le voltmètre, est présente si A ou B reste au niveau 1.

La figure 5 nous montre une porte OU commandée par des signaux rectangulaires.

La porte OU est parfois désignée dans les textes français par son appellation anglaise OR.

Il est bon de se souvenir que de même qu'une fonction ET peut être comparée à un circuit dans lequel deux interrupteurs sont disposés en **série**, une fonction OU nous rappelle plusieurs interrupteurs en **parallèle.**

Exemple de fonction OU dans la vie courante : éclairage de la cage d'escalier d'une maison à plusieurs étages, la lumière s'obtient par la commande de l'interrupteur du rez-de-chaussée, ou par celui de n'importe quel étage.

Fonction OU intégrée

En technique TTL, cette fonction se trouve dans le

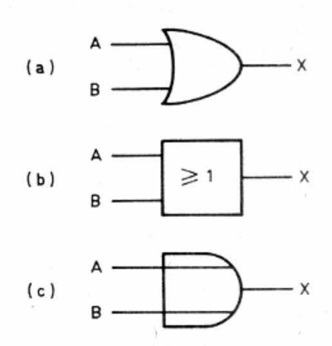


Fig. 3. – Représentation symbolique d'une porte OU – En (a) la plus courante, en (b) la normalisée et en (c) une représentation périmée.

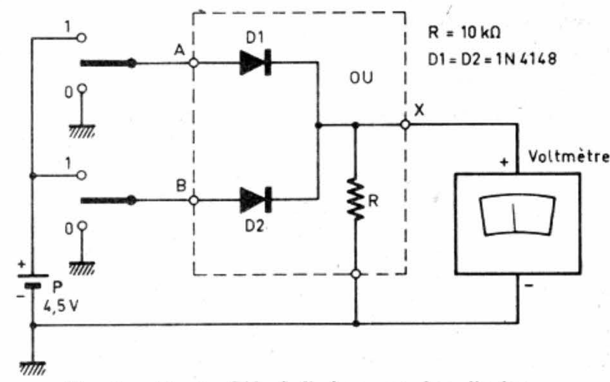


Fig. 4. – Porte OU réalisée avec des diodes et une résistance.

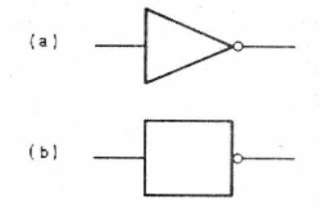


Fig. 7. – Les deux représentations d'un inverseur logique. Symbole courant (a) et normalisé (b). C'est le cercle qui indique la présence de la négation.

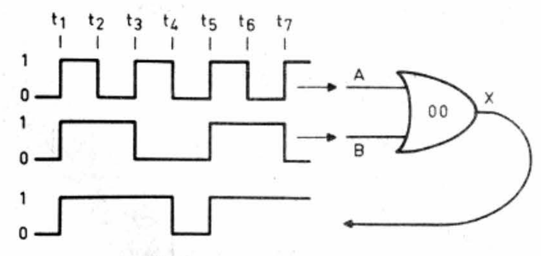


Fig. 5. – Le niveau en sortie est à l'état 1, lorsque A = 1 ou B = 1.

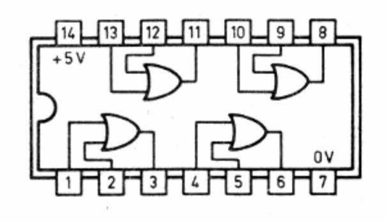


Fig. 6. – Schéma électrique (vu de dessus) d'un circuit TTL 7432 (4 portes OU à 2 entrées).

A	X
0	1
1	0

Fig. 8. – Table de vérité de l'inverseur.

type 7432, comportant 4 portes OU à deux entrées (fig. 6).

Fonction NON

Appelée aussi « négation » ou « inversion », elle s'exprime par la relation :

$\boxed{X = \overline{A}}$

(se lisant : « X égal A barre ») qui signifie simplement que l'état de X est le contraire ou le **complément** de celui de A. Ses représentations schématiques sont données sur la figure 7. Le cercle situé en sortie de ce circuit indique une négation dans les schémas de circuits logiques.

La table de vérité est très réduite puisque cette porte ne comporte qu'une seule entrée (fig. 8).

La réalisation pratique de cette fonction se fait avec un transistor monté en collecteur commun (fig. 9).

Les deux possibilités sont les suivantes. D'abord A = 0, la base se trouve reliée au 0 V, le transistor n'est pas polarisé, il ne conduit pas, donc pas de courant dans R_c. Chute inexistante aux bornes de R_c. La tension en X est égale à la tension d'alimentation (X = 1).

L'autre cas est : A = 1, le transistor est passant, il y a chute de tension dans R_c, le voltmètre indique une tension pratiquement égale à zéro.

Exemple de fonction NON dans la vie courante : les dispositifs de sécurité dans certaines machines. Un lave-linge ne peut fonctionner que si la porte de chargement est fermée.

Fonction NON intégrée

Le circuit TTL 7404 comporte six inverseurs (fig. 10).

Fonction NAND

Voici une autre fonction un peu particulière. Son nom provient de la contraction de l'anglais « NO-AND » dont la traduction française est « NON-ET ».

Cette fonction peut être obtenue par une porte ET suivie d'un inverseur NON (fig. 11).

Pour établir la table de vérité, on s'occupe d'abord de la fonction ET (Y = A.B) et on complémente ensuite la sortie Y ($X = \overline{Y}$) (fig. 12).

En ce qui concerne la réalisation pratique, nous pourrions très bien utiliser des diodes suivies d'un transistor monté en émetteur commun, comme indiqué sur la figure 13.

Quelques mots sur le fonctionnement du montage : si les trois entrées (A, B, C) sont reliées au pôle « plus » de l'alimentation (4,5 V), ces trois entrées se trouvent être au niveau 1. La cathode et l'anode des diodes correspondantes sont pratiquement au même potentiel puisque les anodes sont reliées en permanence au + 4,5 V à travers R_B. La résistance interne des diodes est donc considérée comme étant infinie et les trois diodes sont équivalentes à un circuit ouvert. Seule la diode D_4 est conductrice, elle laisse passer le courant de polarisation I_B du transistor provenant du + 5 V à travers la résistance R_1. Le transistor est de ce fait saturé. Le courant I_c est tel que la chute de tension aux bornes de R_c est proche de 4,5 V, ce qui fait que la tension en X est voisine de 0 V (état logique 0).

Il suffit qu'une seule entrée soit au potentiel de la masse (niveau 0) pour que le point Y soit à une tension égale à la tension directe de la diode. Cette tension de + 0,6 V bloque le transistor, puisque la tension sur la base de celui-ci est très faible (inférieure à la tension de seuil). Aucun courant ne traverse R_c, la totalité de la tension d'alimentation se retrouve sur le collecteur, et le point X est au niveau 1.

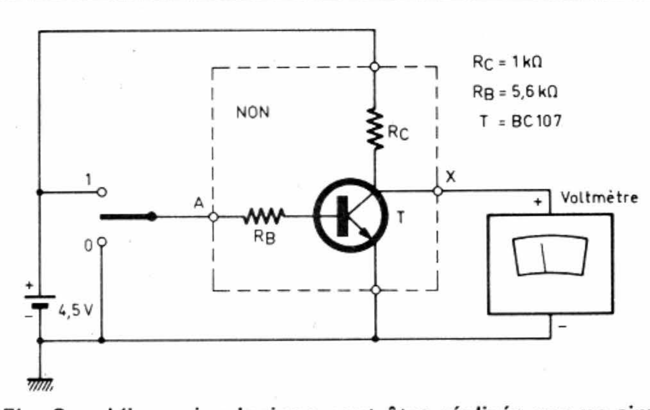


Fig. 9. – L'inversion logique peut être réalisée par un simple transistor monté en émetteur commun.

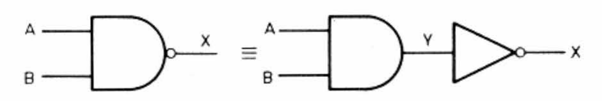


Fig. 11. – Un NAND est équivalent à un ET suivi d'un inverseur.

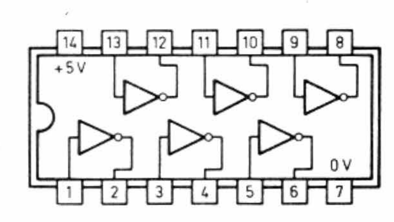
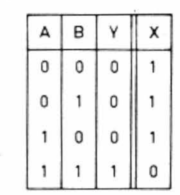


Fig. 10. – Schéma interne d'un 7404 (6 inverseurs).



A	B	Y	X
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Fig. 12. – Table de vérité de la fonction NAND.

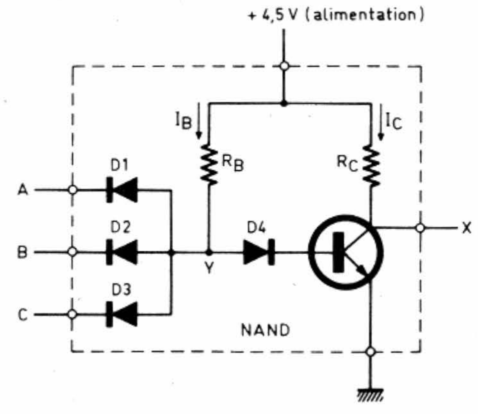


Fig. 13. – Réalisation pratique d'un NAND avec des diodes, des résistances et un transistor (technique DTL et non TTL).

La fonction NAND s'exprime par la formule :

$\boxed{X = \overline{A.B}}$

et sa représentation schématique est donnée figure 14.

La figure 15 nous montre un NAND attaqué par des signaux rectangulaires.

Une application d'une fonction NAND pourrait être encore un dispositif de sécurité. X pourrait commander l'alimentation en énergie d'une ligne de chemin de fer à voie unique. Celle-ci est alimentée en permanence, elle ne l'est pas que dans un seul cas : lorsque deux trains A et B s'y engagent en même temps (A = 1, B = 1, X = 0).

Pour terminer, remarquons qu'avec des portes du type NAND, on réalise des inverseurs. Il suffit de connecter ensemble les entrées. De même, on retrouve une porte ET en faisant suivre un NAND par un inverseur (fig. 16).

Fonction NAND intégrée

De nombreuses portes NAND existent en circuit TTL, nous n'en citerons que quatre :

7400 (comportant 4 NAND à 2 entrées)

7410 (triple NAND à 3 entrées)

7420 (double NAND à 4 entrées)

7430 (un seul NAND à 8 entrées).

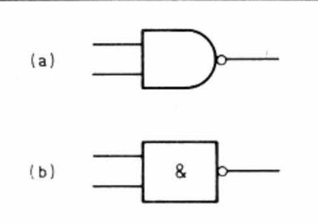


Fig. 14. – Symbole courant (a) et normalisé (b) d'une porte NAND.

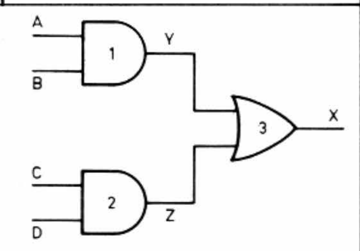


Fig. 17. – Assemblage des portes donnant X = A.B + CD.

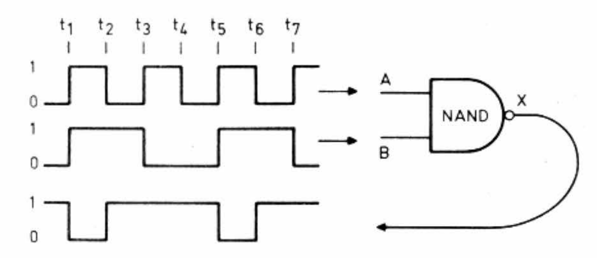
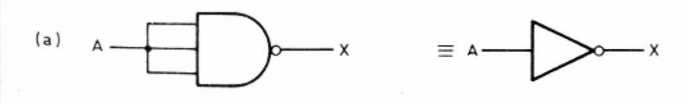


Fig. 15. – La sortie X est toujours à l'état 1, sauf lorsque A = 1 et B = 1 (temps E_1, T_2 et T_5, T_6).



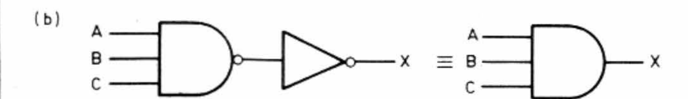


Fig. 16. – En (a) un inverseur réalisé avec un NAND. En (b) un ET obtenu avec un NAND suivi par un inverseur qui pourrait lui aussi être un NAND, dont les entrées seraient reliées comme en (a).

Assemblage des portes

Une porte NAND se compose d'un ET suivi par une négation. Nous pouvons imaginer d'autres assemblages et en trouver l'équation équivalente.

Prenons quelques exemples pour commencer. Sur la figure 17, nous voyons trois portes numérotées de 1 à 3. A la sortie des deux premières, nous avons respectivement : Y = A.B. et Z = C.D. Ces deux sorties Y et Z sont reliées à l'entrée de la porte OU. En X nous avons X = A.B + C.D (« A et B ou C et D »). Puisqu'il y a 4 entrées, nous avons 2^4 (= 16) combinaisons possibles à l'entrée et pouvons dresser la table de vérité.

Elle comportera 16 lignes de plusieurs colonnes : quatre colonnes pour A, B, C et D, deux colonnes pour Y (= A.B) et Z (= C.D) et une colonne pour la sortie X (= Y + Z). Cette table de vérité est donnée sur la figure 18.

Nous remarquons que dans la colonne Y, nous avons 1 seulement s'il existe un 1 dans les colonnes A **et** B (lignes 13 à 16). Le raisonnement est identique pour la colonne Z. En ce qui concerne la colonne X, le niveau 1 apparaît lorsque Y = 1 **ou** Z = 1.

Finalement nous voyons qu'il y a 7 moyens d'avoir un 1 en sortie.

Sur la ligne 4, X = 1 si A = B = 0 et C = D = 1, l'équation de cette ligne peut s'écrire : $X = \overline{A.B} + C.D$, ce qui veut dire que X = 1 à la condition que les entrées A **et** B soient au niveau zéro **ou** que les entrées C **et** D soient au niveau un.

De même sur la ligne 8, nous avons : A = 0, B = C = D = 1, soit $X = \overline{A}.B. + C.D.$

Et l'équation générale est l'ensemble de toutes ces expressions de X pour lesquelles nous avons un « 1 » :

$$Y = (\underbrace{\overline{A}.\overline{B} + C.D}_{4}) + (\underbrace{\overline{A}.B + C.D}_{8}) + (\underbrace{A.\overline{B} + C.D}_{12}) + (\underbrace{A.B + \overline{C}.\overline{D}}_{13}) + (\underbrace{A.B + \overline{C}.D}_{14}) + (\underbrace{A.B + C.\overline{D}}_{15}) + (\underbrace{A.B + C.D}_{16}).$$

	A	B	C	D	Y (= A.B)	Z (= C.D)	X (= Y.Z)
1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	1	0	0	0
3	0	0	1	0	0	0	0
4	0	0	1	1	0	1	1
5	0	1	0	0	0	0	0
6	0	1	0	1	0	0	0
7	0	1	1	0	0	0	0
8	0	1	1	1	0	1	1
9	1	0	0	0	0	0	0
10	1	0	0	1	0	0	0
11	1	0	1	0	0	0	0
12	1	0	1	1	0	1	1
13	1	1	0	0	1	0	1
14	1	1	0	1	1	0	1
15	1	1	1	0	1	0	1
16	1	1	1	1	1	1	1

Fig. 18. – Table de vérité du premier exemple (voir texte).

Plus tard, nous vous indiquerons comment simplifier une telle expression.

Si vous possédez un 7408, un 7432, une résistance 1 kΩ, une diode électroluminescente et une plaque de connexions, vous pouvez facilement contrôler la table de vérité. Il suffit de brancher les entrées A, B, C et D suivant le cas sur la ligne +5 V (niveau 1) ou sur la ligne 0 V (niveau 0). Le schéma de branchement est indiqué sur la figure 19. Le schéma interne du 7408 a été donné le mois dernier.

Comme deuxième exemple, nous prendrons le problème inverse. L'expression a obtenir est : $X = \overline{A}.B + C$. Nous voyons que nous avons besoin d'une porte OU à deux entrées, d'une porte ET également à deux entrées, ainsi que d'un inverseur pour l'entrée A. Le schéma du circuit est donné sur la figure 20. Vous pouvez dresser la table de vérité. Puisque le montage possède 3 entrées, cette table doit avoir 2^3 soit 8 lignes. Quant au nombre de colonnes, il sera prudent d'en prévoir 6 : trois pour les entrées, une pour $\overline{A}$, une pour la sortie de la porte ET ($\overline{A}B$) et enfin la dernière pour la sortie X.

Il serait également intéressant de réaliser le montage avec 3 circuits intégrés (7404, 7408 et 7432) comme vous l'avez fait avec le montage précédent.

Quelques détails pratiques

Avec les manipulations précédentes, vous avez pu vous rendre compte par vous-même que, premièrement, les circuits TTL ne coûtent vraiment pas chers par rapport aux autres composants, et que, deuxièmement, les circuits TTL sont d'un emploi très facile.

Mais il faut cependant être assez prudent en les manipulant. Ces précautions portent d'abord sur la mise en place du circuit intégré sur son support. Il faut que les deux rangées de broches soient bien alignées et distantes entre elles de huit millimètres environ. L'espace entre deux broches consécutives doit être de 2,5 mm (fig. 21).

Les broches se retrouvent redressées en mettant sur champ le circuit intégré et en appuyant la rangée de broches sur une surface dure. Ainsi le circuit pourra être facilement enfiché sur son support.

Pour le retirer, on le soulèvera avec précaution en le prenant entre le pouce et l'index. Et si cela s'avère difficile l'extraction se fera en utilisant une lame de tournevis insérée entre le circuit et la plaque, parallèlement aux deux rangées de broches.

Nous avons déjà parlé des limites de tension à appliquer au circuit TTL. Sans rentrer dans des détails technologiques, il est primordial de savoir, lorsqu'on manipule des TTL, que deux sorties de portes ne doivent jamais être reliées ensemble. Une exception est faite en ce qui concerne les TTL dits « à collecteur ouvert ». Nous en reparlerons plus tard.

Exercices d'application

Nous vous proposons deux exercices dont nous vous donnerons la solution le mois prochain.

1) Quel est le schéma du circuit logique dont l'expression est : $\overline{A}.\overline{B} + A.B$?

2) Quelle est la formule du circuit représenté sur la figure 22 ?

J.-B.P

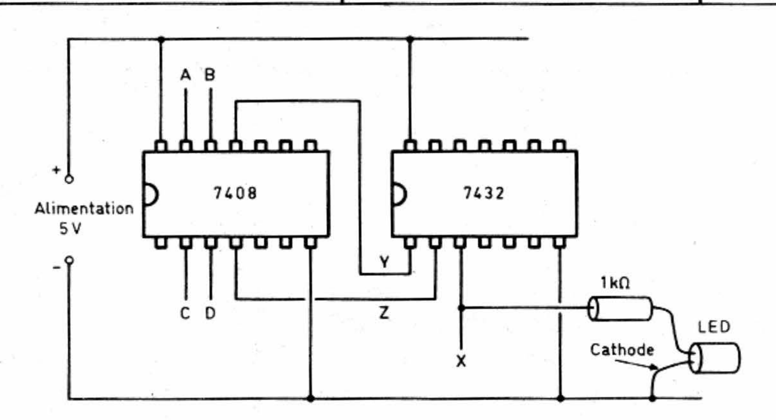


Fig. 19. – Câblage des circuits intégrés 7408 et 7432 (voir texte).

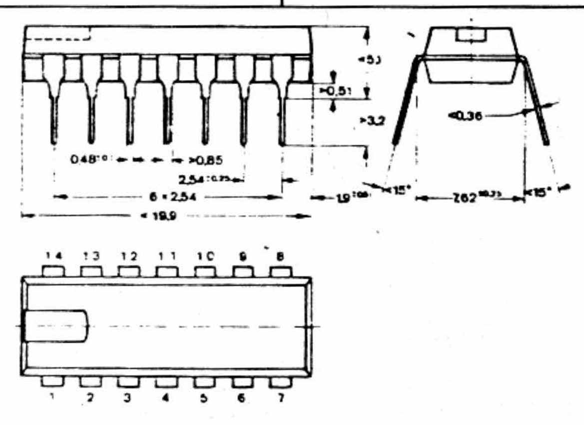


Fig. 21. – Dimensions d'un circuit intégré 14 broches.

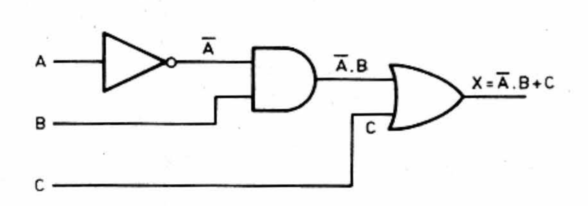


Fig. 20. – Schéma du deuxième exemple.

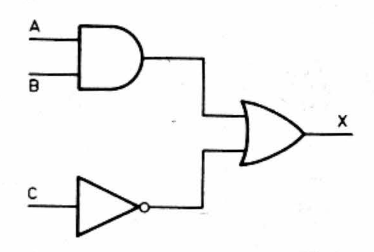


Fig. 22. – Schéma du deuxième exercice.

EN KIT :

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE SIARE 18 M



La qualité d'une enceinte acoustique dépend en grande partie des performances des transducteurs qui l'équipent et, bien entendu, de l'étude, tant théorique qu'expérimentale, qui a présidé à sa conception. Dans tous les cas, le choix des transducteurs utilisés est capital.

Nous avons retenu une petite enceinte, du type bibliothèque, deux voies, pouvant se monter avec une relative facilité : autrement dit, nous avons affaire à une réalisation en kit ; et comme le constructeur, en l'occurrence SIARE, s'est livré au préalable à l'étude à laquelle nous faisons allusion plus haut, seul sera à la charge de l'amateur un travail de menuiserie — qu'il pourra éventuellement faire effectuer par un spécialiste — et d'assemblage.

La 18 M en kit de SIARE comprend deux haut-parleurs, un filtre et les plans de découpe du bois constituant le coffret.

S'agissant des haut-parleurs, ils se composent :

● Du 18 VR (rendement 0,5 %), diffuseur de graves à aimant ferrite surdimensionné : ferrite de baryum de diamètre 105 mm et de hauteur 18 mm ; induction 1,3 teslas (13 000 gauss) donnant un flux de 63 000 maxwells. La bobine mobile de 2,5 cm de diamètre en cuivre est refroidie par un support en aluminium, isolé de la membrane par une couche de nomex.

Le point fort de ce transducteur : une membrane en fibres de verre tressées et vernies par une composition organique à base de formaldéhyde, ce qui se traduit par une rigidité accrue favorable au fonctionnement en piston et un meilleur amortissement de ses résonances propres ; de plus, un repli périphérique au niveau de la suspension externe joue le rôle de raidisseur supplémentaire et ajoute à la rigidité de l'ensemble ; ce dernier dispositif (fig. 1) réduit de façon sensible les modes de vibrations latérales et par conséquent les distorsions d'ordre impair.

Quant au cache-noyau central en PVC, il régularise la courbe de réponse.

● D'un tweeter à dôme souple, de la série TWM, composé d'une calotte en polyamide « Supronyl » mince lui conférant à la fois une très grande légèreté et une bonne rigidité.

En ce qui concerne la bobine mobile, constituée de deux couches de fil de cuivre, elle baigne dans une induction magnétique intense de 1,4 teslas, ce qui autorise un bon rendu des transitoires.

Le filtre de la 18 M est du type 6 dB/octave pour la section grave et du type 12 dB/octave pour la section aiguë.

Le volume de l'enceinte retenue a été choisi volontairement faible et compact : sa destination est essentiellement l'accompa-

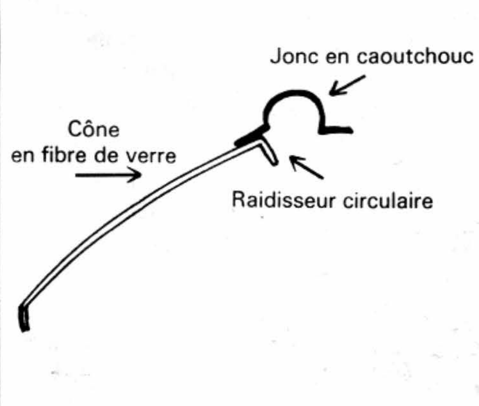


Fig. 1.

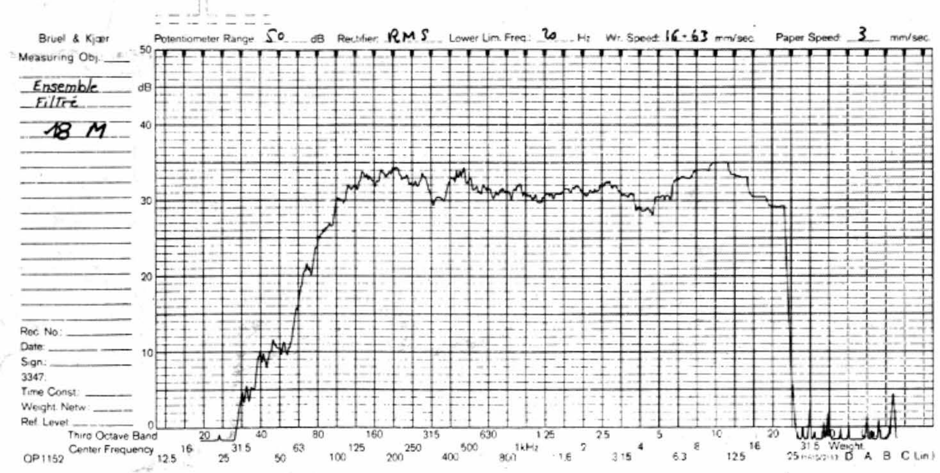


Fig. 2. — Courbe de réponse de l'ensemble.

gnement d'une mini-chaîne de qualité, avec positionnement dans une bibliothèque.

Il conviendra de prévoir un matelassage interne au coffret : laine de verre de 5 cm d'épaisseur ou tibaude, sur le fond et sur l'un des côtés (voir schéma pour les dimensions).

Les courbes de réponse relevées l'ont été dans une « chambre douce » plus proche d'un salon d'écoute qu'une chambre sourde (fig. 2 et 3).

Impressions d'écoute : Par principe, une enceinte de faibles dimensions est très sensible à son environnement, aussi quelques précautions sont à prendre. Dans notre cas, nous avons choisi de positionner nos 18 M à un mètre du sol, sur un socle rigide et le long du mur, les enceintes étant séparées entre elles de trois mètres environ.

Ainsi placée, la capacité dynamique s'avère excellente. Le grave reste ferme même lorsque l'on descend en fréquence et sans coloration gênante. Plus étonnantes encore la clarté, la définition et la transparence du médium aigu, pour des enceintes de ce prix de revient. Ces écoutes ont été effectuées à partir de diverses sources tant numériques – compact-disc – qu'analogiques – disques et FM.

Il ne vous reste plus qu'à vous mettre au travail, un travail relativement facile à mener à bien puisque le coffret est de forme simple et accessible à tout particulier un tant soit peu bricoleur. ■

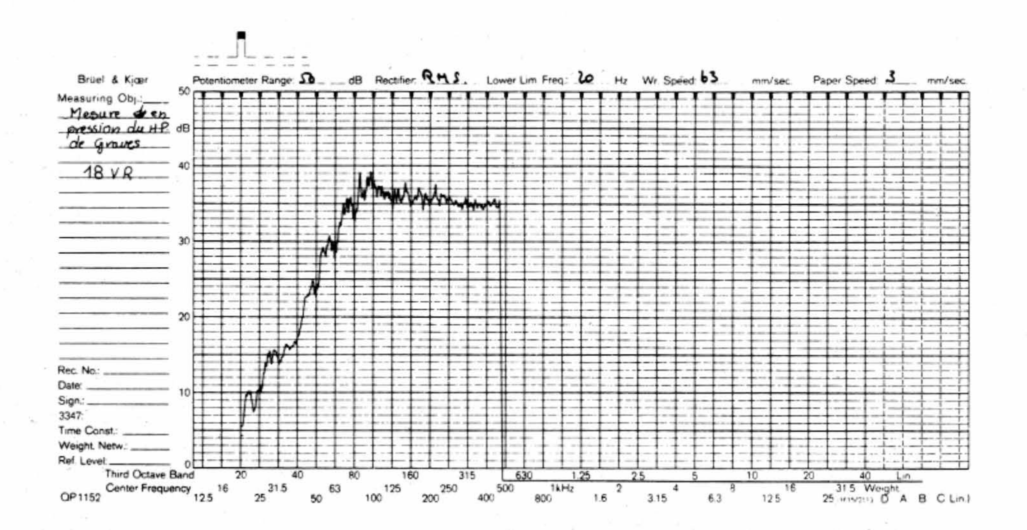


Fig. 3. – Courbe de réponse de H.P. de graves.

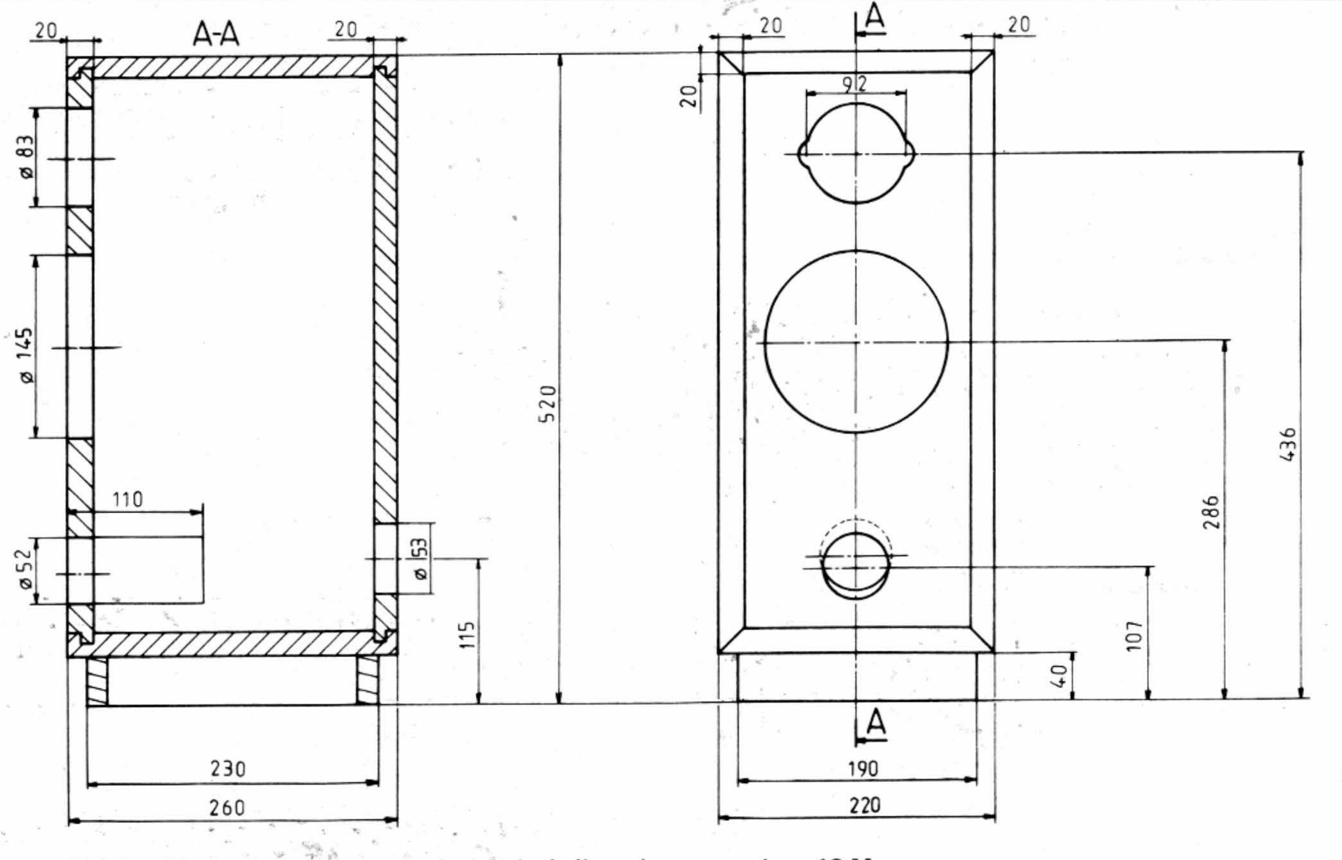


Fig. 4. – Dimensions des panneaux en bois de l'enceinte acoustique 18 M.



REALISEZ : L'OCCUPE TELEPHONE

Si vous êtes l'heureux possesseur d'un téléphone à votre domicile, vous avez dû constater que, pour une raison restant encore mystérieuse, ce facétieux appareil se met en général à sonner à des moments particulièrement bien choisis tels que lorsque vous prenez un bain ou une douche, lorsque vous êtes aux toilettes et plus généralement lorsque vous êtes dans l'incapacité de vous déplacer facilement pour répondre.
Pour pallier ces inconvénients, deux solutions peu satisfaisantes existent ; la première consiste à débrancher votre poste lorsque vous voulez être tranquille et la seconde à le laisser décroché à ces mêmes moments. Pour simples qu'elles soient, ces deux méthodes présentent plusieurs inconvénients dont le principal est que l'on risque d'oublier de rebrancher ou de raccrocher, rendant ainsi impossible tout appel ultérieur ; de plus, la méthode consistant à débrancher fait croire au demandeur que l'on est absent, ce qui peut être gênant ; enfin, la méthode consistant à laisser décroché, si elle ne fait pas croire à une absence parce que l'appelant reçoit en retour la tonalité d'occupation, est interdite par les PTT.
Nous vous proposons donc ci-après de réaliser un petit montage, simple et autonome, capable d'occuper votre ligne téléphonique pendant un temps programmable et qui libère celle-ci tout seul une fois ce temps écoulé.
Outre son intérêt pratique, ce montage fait appel à des transistors V-MOS, ce qui vous permettra, même si vous ne le réalisez pas, de prendre connaissance des possibilités très intéressantes de ces produits.

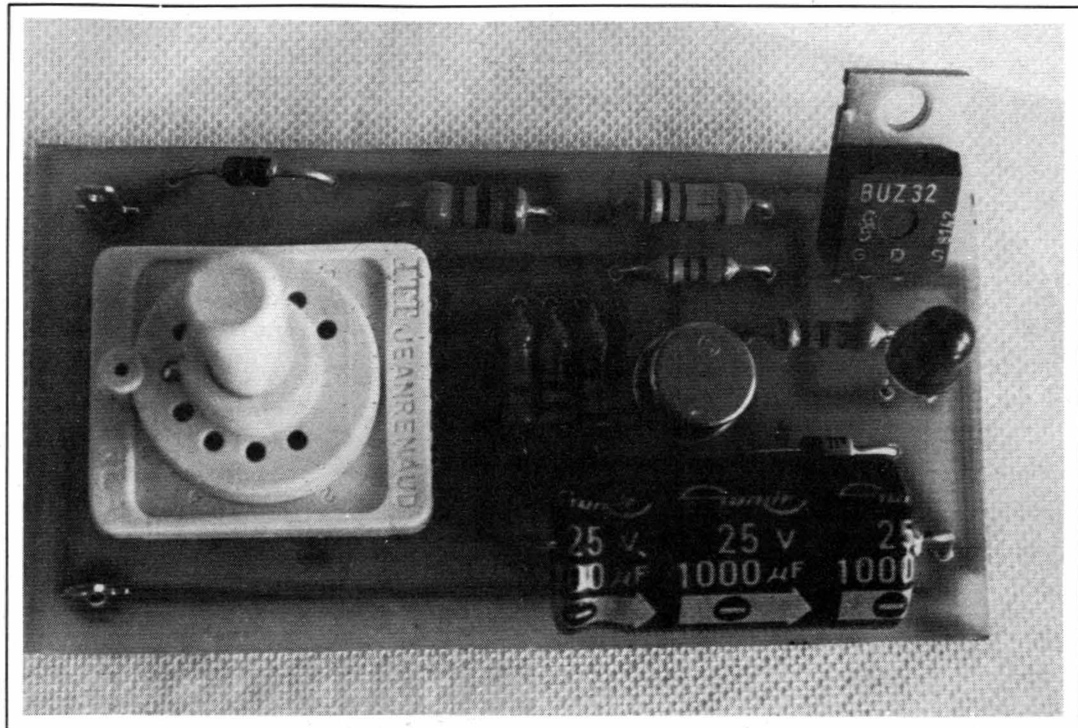
Généralités

Notre montage se branche sur toute installation téléphonique existante, sans aucune modification grâce à une prise gigogne. Il ne nécessite aucune alimentation, celle-ci étant prélevée sur la ligne téléphonique elle-même. Il peut occuper la ligne téléphonique pendant une période programmable, de quelques minutes à plusieurs heures, et libère celle-ci une fois ce temps écoulé. Sur le prototype réalisé, nous avons prévu quatre temps pouvant être sélectionnés par un commutateur : 1/4 d'heure, 1/2 heure et 1 heure. Si le besoin s'en fait sentir, l'appareil peut être remis en veille immédiatement et à tout instant.

Un voyant rouge signale le fait que la ligne est occupée et sert de pense-bête. De plus, pendant la phase d'occupation, il vous est possible de décrocher votre téléphone et d'appeler un numéro comme si de rien n'était. Le montage se met alors en veille pendant la communication et reprend ensuite sa fonction. Attention, ce dernier mode de fonctionnement n'est toutefois possible que si vous disposez d'un téléphone à numérotation multifréquence (ou fréquences vocales selon les appellations PTT). Si vous possédez une numérotation décimale classique, il vous faudra arrêter le montage pour pouvoir appeler pendant qu'il est en phase d'occupation.

Le schéma

Il est visible figure 1 et, lorsque l'on connaît le comportement d'une ligne téléphonique, son fonctionnement peut être aisément compris. Il faut savoir qu'une ligne téléphonique peut être le siège de tensions très diverses : alternatif à 25 Hz de 80 V d'amplitude pour la sonnerie, tension continue au repos de 48 V, tension lors des prises de ligne de 12 V



Négatif n° 3. – Le circuit imprimé prêt à l'emploi, remarquez le commutateur rectangulaire spécial circuit imprimé.

environ ; les polarités de ces diverses tensions n'étant pas figées mais pouvant changer selon les conditions en présence. Par ailleurs, pour faire croire au central téléphonique que votre ligne est occupée, il suffit de la charger par une résistance équivalente à celle présentée par un téléphone décroché.

Cela étant vu, le principe de notre montage est simple : c'est un timer un peu spécial commutant aux bornes de la ligne téléphonique une résistance de charge adéquate pendant le temps de votre choix. Un classique 555 et un relais auraient pu faire l'affaire mais auraient nécessité une alimentation externe, ce qui est peu pratique. Nous avons donc préféré le schéma de la figure 1, totalement autonome.

Ce schéma utilise deux transistors V-MOS ; rappelons que ces transistors sont analogues à des transistors MOS classiques, mais en offrant une puissance bien supérieure puisqu'il est possible, avec certains modèles, de couper une dizaine d'ampères sous plusieurs centaines de volts. Un tel transistor présente une résistance quasi infinie entre drain et source lorsque la tension de grille est en dessous d'un certain seuil ; par contre, cette résistance chute à quelques ohms lorsque la tension de grille devient supérieure à ce seuil. Ces transistors peuvent donc constituer d'excellents commutateurs.

Les modèles choisis ici sont des MOS canal N et deviennent conducteurs lorsque la grille est suffisamment positive par rapport à la source. Au repos, lorsque le poussoir n'a pas été actionné depuis longtemps, le condensateur de 1 000 µF est déchargé et la grille de T_2 est au même potentiel que sa source ; T_2 est bloqué, aucun courant ne peut le traverser et donc aucun courant ne circule entre L_1 et L_2, si ce n'est les fuites via D_1, la résistance de 1 kΩ, la LED, la résistance de 1 MΩ et D_2 ce qui ne fait que quelques centaines de µA et est tout à fait négligeable. Le montage est au repos et n'influe aucunement sur la ligne téléphonique (dont les extrémités sont L_1 et L_2) à laquelle il est connecté.

Si l'on appuie un court instant sur P, les 48 V présents aux bornes de la ligne téléphonique au repos chargent quasi instantanément le 1 000 µF, ce qui fait violemment conduire T_1, un courant supérieur à 10 mA circule alors entre L_1 et L_2, la LED s'allume et le central téléphonique considère la ligne comme occupée, renvoyant ainsi la tonalité

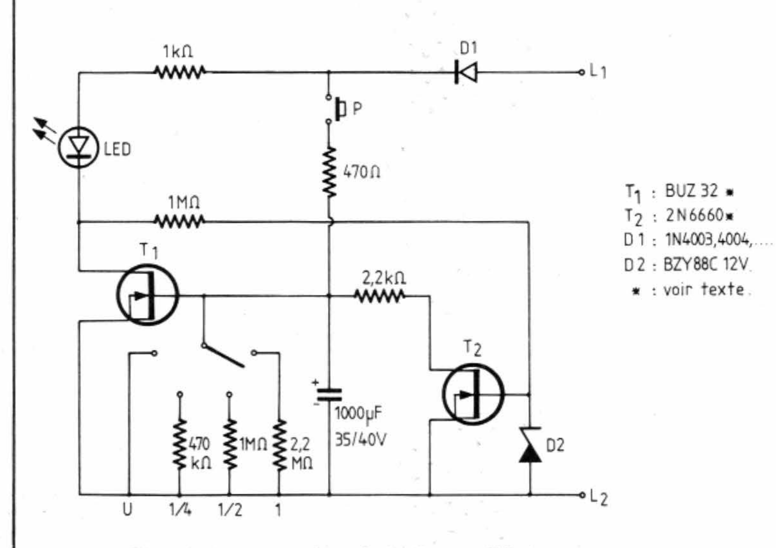


Fig. 1. – Circuit d'occupation de la ligne téléphonique.

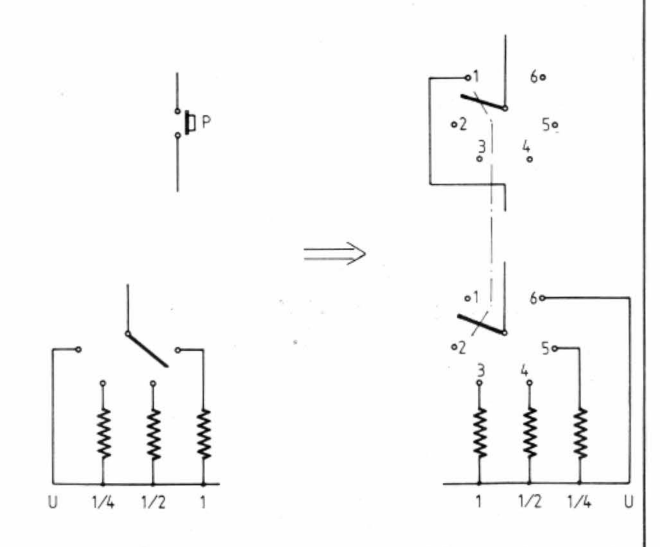


Fig. 2. – Comment économiser un poussoir ?

d'occupation à toute personne tentant de vous appeler. T_1 étant conducteur, son drain est à un potentiel voisin de sa source, ce qui maintient T_2 bloqué via la résistance de 1 MΩ. Le condensateur de 1 000 μF se décharge alors lentement dans une des résistances, sélectionnée par le commutateur, à une vitesse contrôlée par la constante de temps RC ainsi formée. La décharge via T_1 est quasi nulle car le courant de grille d'un V-MOS se chiffre en centaines de picoampères. Lorsque la tension aux bornes du 1 000 μF atteint le seuil de conduction de T_1, celui-ci commence à se bloquer lentement (un V-MOS est un dispositif linéaire et non un commutateur) ; sa tension de drain commence à monter, ce qui fait petit à petit conduire T_2 ; ce dernier finit donc de décharger le 1 000 μF, ce qui accroît le blocage de T_1 et la conduction de T_2, etc. Par cet effet de réaction, le montage passe très rapidement de l'état actif à l'état inactif. Une fois T_1 bloqué, T_2 reste saturé et maintient le 1 000 μF parfaitement déchargé ; le montage est revenu au repos.

La résistance de 2,2 kΩ permet de charger le 1 000 μF par la manœuvre du poussoir ; en effet, lorsque le montage est au repos, T_2 est conducteur et, sans cette résistance, il maintiendrait le 1 000 μF en court-circuit, empêchant toute charge et par là même tout déblocage du montage. Les diverses résistances pouvant être sélectionnées par le commutateur permettent de choisir les divers temps de fonctionnement, la position « court-circuit » servant à arrêter immédiatement et sur commande le montage.

La diode D_1 protège le montage des inversions de polarité se produisant sur la ligne téléphonique, tandis que D_2 évite qu'une tension trop importante puisse apparaître entre grille et source de T_2 pendant les phases de sonnerie par exemple, ce qui le détruirait immédiatement. La LED enfin sert d'indicateur d'activité du montage et signale, par son allumage, l'occupation de la ligne.

Réalisation

Nous avons voulu faire un montage simple, compact et économique ; nous avons donc condensé un peu le schéma de la figure 1 au niveau des commutateurs comme le montre la figure 2. En effet, le poussoir et le commutateur à quatre positions ont été remplacés par un seul commutateur rotatif à deux circuits et six positions. La position 1 correspond à un appui sur le poussoir, la 2 à un temps d'occupation très long (ne dépend que des fuites du 1 000 μF) puisque aucune résistance de décharge n'est en service, les positions 3, 4 et 5 correspondent à 1 heure, 1/2 heure et 1/4 d'heure et la position 6 est celle d'arrêt d'urgence.

L'approvisionnement des composants ne pose pas de problème ; seuls les V-MOS peuvent vous inquiéter un peu, mais il n'y a pas de quoi. Les références indiquées sont celles utilisées sur la maquette ; le BUZ 32 est un Siemens et le 2 N 6660 un Siliconix, mais T_1 peut être un BUZ 10, BUZ 20, BUZ 30 de chez Siemens ou un VN 66 AF de Siliconix. T_2, quant à lui, peut être un 2 N 6660 ou VN 66 AF de Siliconix. Pour information, nous avons trouvé des VN 66 AF chez Beric, 43, rue Victor-Hugo, 92240 Malakoff, mais de tels transistors commencent à être très répandus. Si votre fournisseur n'a aucune des références indiquées, sachez qu'il vous faut un V-MOS canal N de tension de claquage d'au moins 80 V et pouvant commuter au moins 500 mA. Vous pouvez prendre plus puissant, et même beaucoup plus puissant, mais puissance et prix sont proportionnels :

Nous avons dessiné un circuit imprimé simple face, visible figure 3, pour recevoir l'ensemble des composants du montage, commutateur rotatif compris. Ce dernier est un modèle rectangulaire implantable sur circuit imprimé de chez Jeanrenaud ; si vous ne pouvez en trouver, utilisez un modèle rond en retouchant le dessin du circuit imprimé à son niveau.

Le tracé très simple du CI peut être fait par toute méthode à votre convenance, y compris celle du feutre. L'implantation des composants sera ensuite réalisée en suivant la figure 4. Attention au sens des diodes, du chimique et surtout des V-MOS. Nous avons indiqué en figure 5 le brochage de « nos » V-MOS ; si vous n'utilisez pas les mêmes, faites-vous préciser celui-ci par votre fournisseur. Attention aussi au sens de la LED, dont la cathode est en général repérée par une patte plus courte que celle d'anode.

Cette LED sera câblée avec des fils assez longs pour qu'elle puisse apparaître par une découpe de la face supérieure du boîtier comme expliqué au paragraphe suivant.

Les valeurs de résistan-

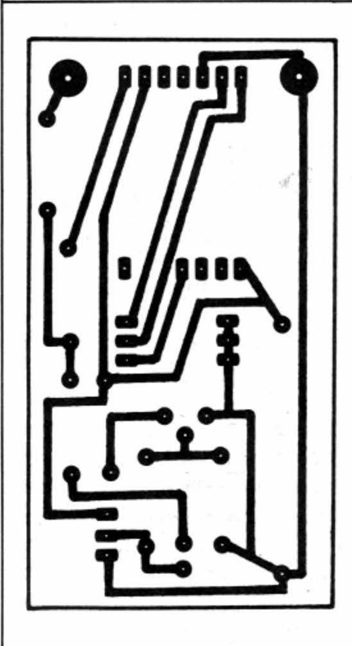


Fig. 3. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

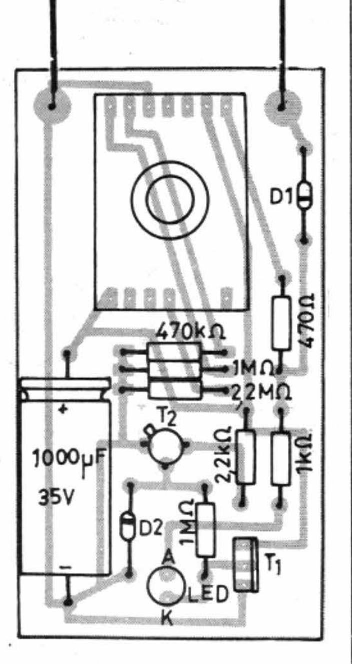
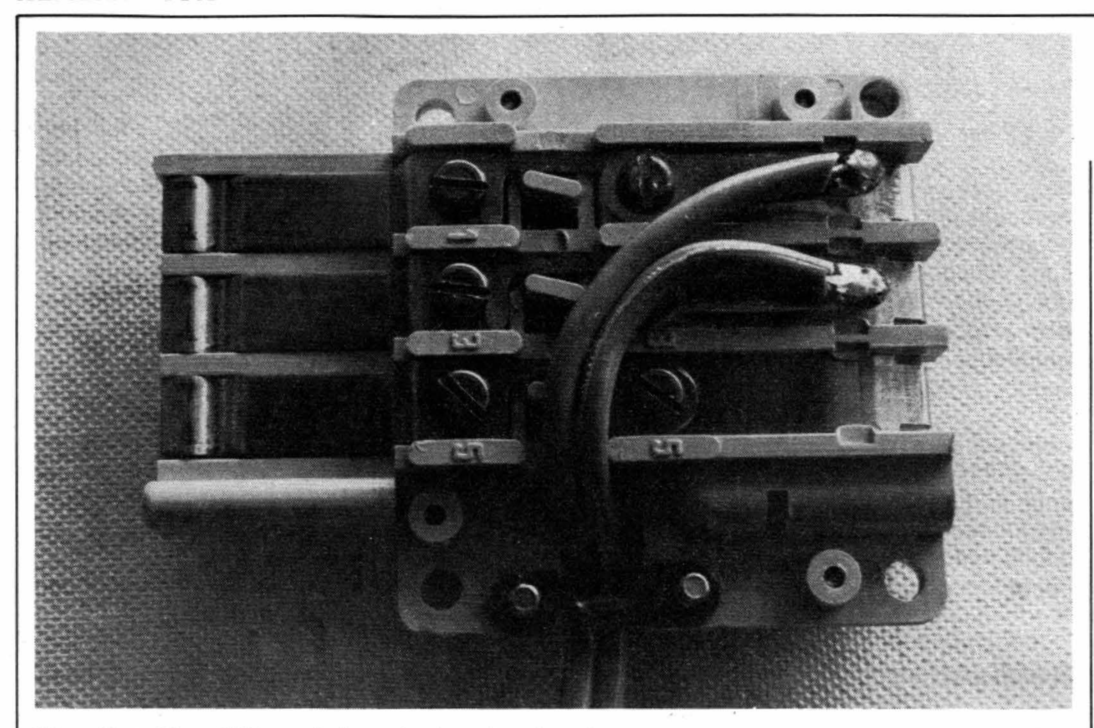


Fig. 4. – Implantation des composants.



Négatif n° 13. – Câblage de L_1 et L_2 dans la prise gigogne.

ces indiquées pour les divers temps correspondent à notre 1 000 µF. Comme la tolérance de valeur sur les condensateurs chimiques de forte valeur est élevée, il se peut que vous obteniez des temps assez notablement différents. Compensez en conséquence, sachant qu'une augmentation de résistance augmente le temps de fonctionnement ; en première approximation, vous pouvez même supposer que c'est linéaire (si 500 kΩ donnent 20 minutes, 1 MΩ donnera 40 minutes environ).

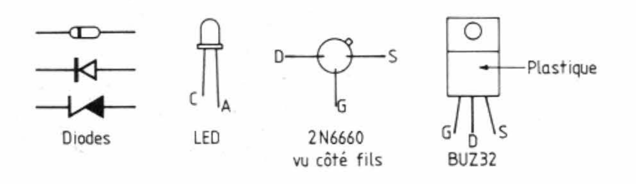


Fig. 5. – Brochage des semi-conducteurs.

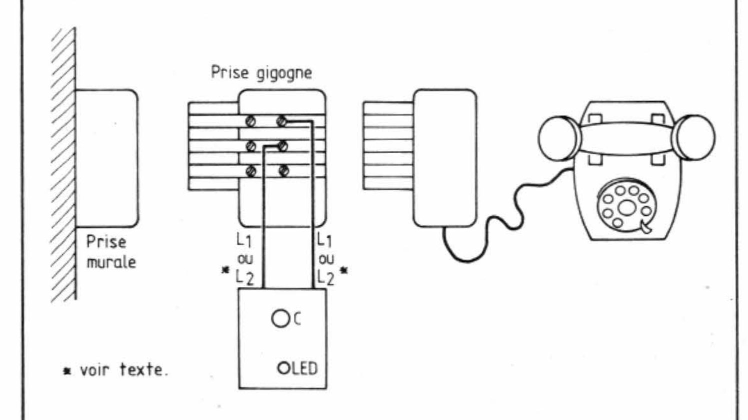


Fig. 6. – Mise en place du montage sur l'installation téléphonique.

Installation

Lorsque le montage a été soigneusement contrôlé, vous pouvez l'intégrer dans le boîtier de votre choix, le circuit imprimé étant simplement maintenu, vu sa légèreté, par le canon fileté du commutateur. La LED, câblée avec des fils assez longs, apparaîtra par un trou de la face supérieure de ce boîtier.

Procurez-vous ensuite une prise téléphone gigogne (tous les grands magasins en vendent), dans laquelle vous mettrez en place tous les cavaliers de court-circuit. Regardez ensuite la figure 6 et équipez de cosses à souder les deux plots où vous allez raccorder L_1 et L_2. La polarité de la ligne ayant une importance, mettez en place la prise gigogne sans son capot, branchez votre téléphone et laissez-le raccroché ; avec un contrôleur universel en gamme 50 V continus, mesurez alors la tension entre L_1 et L_2 et repérez le fil positif. Ce dernier sera raccordé au point L_1 du circuit imprimé. Une inversion de polarité serait sans conséquence grâce à D_1, mais empêcherait le montage de fonctionner.

Utilisation

Elle est fort simple. Au repos le commutateur peut occuper n'importe quelle position sauf la 1 bien sûr. Pour mettre le montage en marche, amenez le commutateur sur 1 ; au bout d'une à deux secondes, la LED s'illumine brillamment ; amenez alors le commutateur sur la position correspondant au temps désiré ; la luminosité de la LED va baisser un peu au début, mais c'est normal. Votre montage occupe alors la ligne tant que la LED reste allumée.

Pour l'arrêter en cas de besoin, amenez le commutateur sur la position 6, où il pourra d'ailleurs rester tant que vous ne l'utiliserez pas à nouveau.

Conclusion

Nous souhaitons, avec ce petit montage, avoir apporté un remède simple et économique au principal désagrément du téléphone qui est sa propension à sonner au plus mauvais moment. Même si sa réalisation ne vous tente pas, l'exposé détaillé de son principe de fonctionnement a pu vous permettre de voir ce que peuvent faire des transistors V-MOS utilisés en commutation.

Bien sûr, comme tous les montages devant être directement connectés à une ligne téléphonique, cette réalisation doit rester expérimentale et n'être utilisée que sur des réseaux téléphoniques privés ; l'administration des PTT n'autorisant la connexion directe sur ses lignes que des appareils homologués par ses soins.

C. TAVERNIER

UN AMPLIFICATEUR POUR SERVO PROGRESSIF

La réalisation que nous vous proposons ici correspond à la demande d'un utilisateur de système de commande à distance, par radio ou non, en tout ou rien. Les servo-mécanismes commercialisés actuellement utilisent une commande impulsionnelle et si l'on n'a pas besoin de cette proportionnalité, on ne trouve plus rien... Des fabricants de Radiocommande, comme Lextronic, proposent encore des mécaniques pour servomécanismes et c'est l'une de ces dernières que nous avons utilisée ici pour concrétiser cette application.

Comme dans la conception d'un servo avec retour au centre, nous utilisons un circuit intégré TDA 2820 M de SGS, circuit que l'on pourra remplacer par une version plus récente baptisée TDA 2822 M. (Attention, cet amplificateur existe aussi en version sans « M », plus encombrante, mais électriquement équivalente.)

Le servo progressif travaille de la façon suivante : deux contacts de relais se ferment pour commander la rotation dans un sens ou dans l'autre. Dès que l'on stoppe l'ordre, par ouverture du contact, le moteur s'arrête, l'organe de sortie ne bouge plus. Pour assurer la sécurité de fonctionnement de l'électronique et aussi de la mécanique, nous avons ajouté au système des contacts de fin de course qui interdiront le dépassement d'une position fixée, même si l'ordre de mouvement reste appliqué à l'entrée. Cette limitation de fin de course ne doit évidemment par interdire le déplacement en sens inverse.

La figure 1 donne le schéma de principe du servomécanisme. Nous utilisons un double amplificateur de puissance monté en pont. Les deux entrées inverseuses sont reliées entre elles pour transmettre à

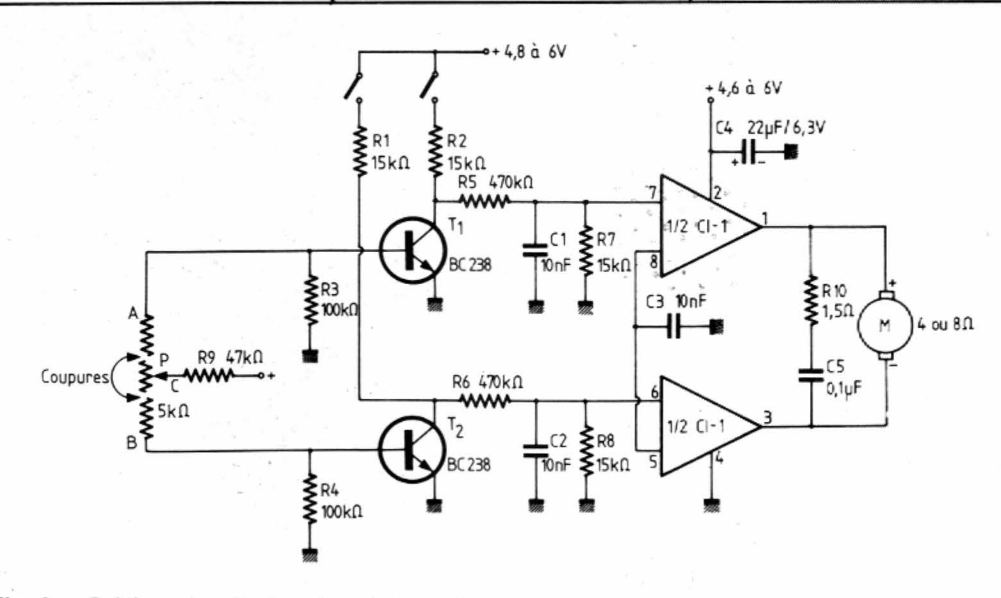


Fig. 1. – Schéma de principe de notre montage.

l'autre amplificateur un ordre tel que les deux sorties soient inverses. Chaque entrée non inverseuse reçoit, par les contacts du relais, une tension positive. Un condensateur filtre une éventuelle composante alternative parasite.

La limitation de fin de course utilise le potentiomètre d'asservissement vendu avec le mécanisme. Ce potentiomètre a été coupé en deux endroits qui déterminent la course du servo.

Chaque bout de piste est relié à la base d'un transistor qui, le moment venu, recevra, par R9, un courant positif. Le signal de commande sera alors court-circuité et le moteur s'arrêtera, faute d'ordre.

Symétrisation

Les deux amplificateurs ne sont pas rigoureusement appariés et, en présence d'une charge, le courant de sortie peut être de quelques milliampères, ce qui contribue à une décharge plus rapide de la batterie. De plus, les deux résistances R_7 et R_8 n'étant pas rigoureusement de même valeur, un déséquilibre peut être observé. Pour réduire la consommation à l'arrêt, on pourra éventuellement assurer un équilibrage par mise en parallèle sur l'une de ces résistances d'une résistance de plus forte valeur (plusieurs centaines de milliers d'ohms).

Réalisation

Le schéma du circuit imprimé (très dense pour entrer dans le servo) est donné figure 2, l'implantation figure 3. On constatera une différence avec l'ampli de la photo, cette différence vient d'une modification de dernière minute pratiquée à partir d'une autre implantation. Le câblage s'effectue en respectant le sens d'installation du circuit intégré et aussi du condensateur au tantale de découplage.

L'opération la plus délicate consiste à pratiquer les découpes de la piste résistante, suivant le dessin de la figure 4. Elles se pratiqueront par grattage ou fraisage (mini-fraise sphérique) et on vérifiera la discontinuité ainsi obtenue à l'ohmmètre. Le dessin vous donne la position des bornes, ce qui permettra une limitation de fin de course effective. Sinon, l'arbre de sortie part en butée et le montage consomme ; une limitation thermique interviendra à l'intérieur même du circuit intégré. En cas de problème, on inversera simplement les deux fils du moteur.

Aucune mise au point n'est à faire si l'on n'a pas à ajuster le courant de repos minimum du servo.

C'est tout. Si maintenant vous voulez construire votre propre servo, vous pourrez vous procurer des ensembles moteur à démultiplication programmable, Comotor, avec moteur Mabuchi (chez les spécialistes en modèles réduits), le courant de sortie de 1,5 A de cet ampli permet de les piloter sans problème...

E. LEMERY

Liste des composants

Résistances 1/4 W 5 %
R_1, R_2, R_7, R_8 : 15 kΩ
R_3, R_4 : 100 KΩ
R_5, R_6 : 470 kΩ
R_9 : 47 kΩ
R_{10} : 1,5 Ω
Condensateurs
C_1, C_2, C_3 : 10 nf céramique
C_4 : 22 µF 6,3 V, chimique ou tantale
C_5 : 0,1 µF, céramique multicouche
T_1, T_2 : Transistors BC 238
CI_1 : Circuit intégré TDA 2820 M ou TDA 2822 M
Servo : Lextronic avec potentiomètre 5 kΩ

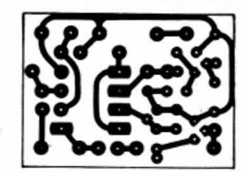


Fig. 2. – Dessin du circuit imprimé à l'échelle 1.

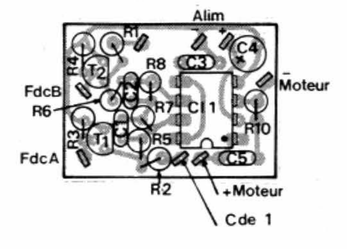


Fig. 3. – Pose des composants.

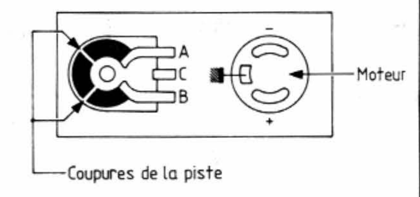


Fig. 4. – Comment pratiquer les découpes de la piste résistante.

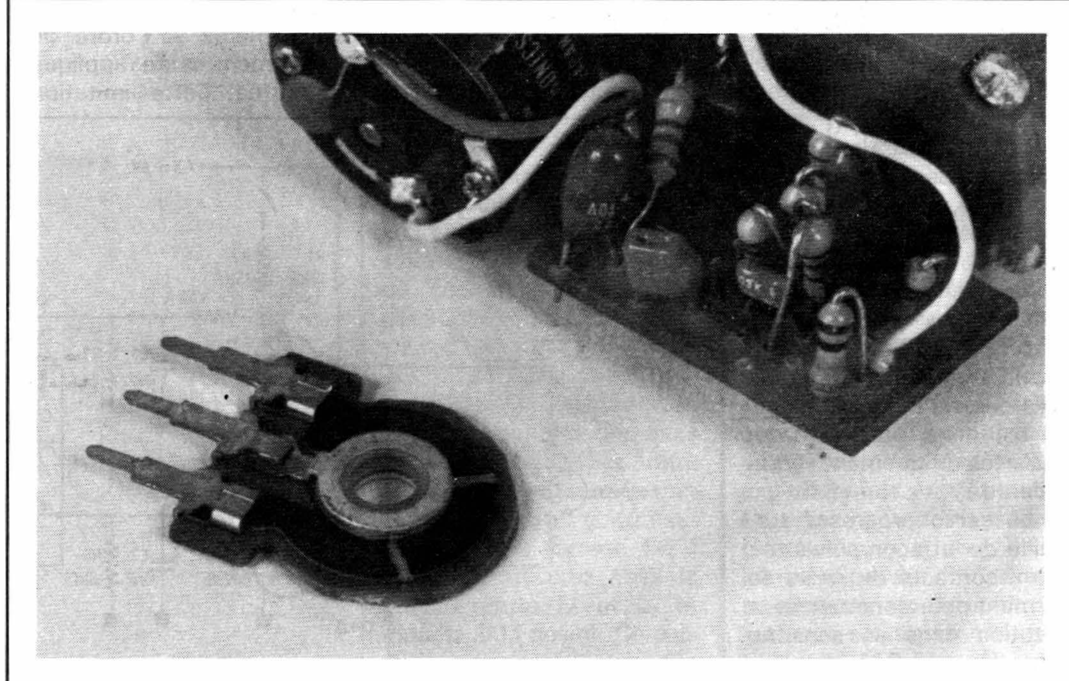


Photo A. – Au premier plan, les découpes faites, en surface, de la piste résistante du potentiomètre. Le support blanc est à un.

Contrôler l'état de charge d'un accumulateur cadmium-nickel

Pour se rendre compte de l'état de charge d'un accumulateur, suffit-il d'en mesurer la tension ? C'est à la rigueur possible dans le cas d'un accumulateur au plomb, mais certainement pas quand il s'agit d'un accumulateur cadmium-nickel, car, en l'occurrence, cette tension est très largement indépendante du contenu énergétique de ce réservoir d'électricité, et c'est d'ailleurs l'un de ses avantages. Par contre, la résistance interne augmente au fur et à mesure de la décharge, et c'est sur ce critère qu'on peut baser une mesure.

Pour cela, l'auteur de l'article utilise un circuit intégré de la série TL 7700 (Texas Instruments, en principe destinée à une utilisation comme « reset automatique » dans les circuits à microprocesseur. Ces circuits contiennent des références de tension et d'intensité, deux comparateurs et un thyristor, pour la décharge du condensateur temporisateur C_t.

Dans l'un des types de la série, TL 7705, le diviseur $R_a - R_b$ correspond à une tension de seuil de 4,8 V, soit un peu moins que les 5,2 V que fournit, à vide, un accumulateur cadmium-nickel de quatre éléments. Dans le montage, la fermeture de S_a provoque, dans R_L, une intensité de 420 mA environ, alors que S_b assure simplement la mise en circuit d'un témoin à LED. Rien de particulier ne se passe quand la tension de l'accumulateur reste supérieure à 4,8 V, malgré cette intensité de charge.

Mais dans le cas contraire, les transistors de sortie du circuit intégré deviennent conducteurs, et l'un d'eux (son collecteur correspond à la broche 5) dérive vers la masse les courants de base de T_1 et de T_2, ce qui signifie la coupure du courant dans R_L et l'extinction de la LED. La tension de l'accumulateur remonte aussitôt au-delà de 4,8 V, alors que la tension sur la broche 7 ne peut suivre immédiatement, du fait de R_1, C_1. Et même quand ces 4,8 V sont atteints sur la broche 7, l'état initial ne se rétablit pas immédiatement, car c'est maintenant la temporisation par C_t qui intervient, pour prolonger encore quelque peu la coupure de T_1, T_2. Ensuite, un nouveau cycle commence, avec rétablissement du courant dans R_L et dans la LED. Cette dernière produira donc un clignotement, lequel sera d'autant plus lent que l'accumulateur est plus déchargé. En d'autres termes, la période de ce clignotement dépend du temps qu'il faut à l'accumulateur pour « récupérer », c'est-à-dire revenir à sa tension à vide, après une demande d'intensité. Bien entendu, aucun clignotement ne se manifeste quand l'accumulateur se trouve suffisamment déchargé pour que la tension de 4,8 V ne soit jamais atteinte.

Pour adapter le montage à une tension plus forte, il suffit d'augmenter R_1 (environ 4 kΩ par volt), et pour modifier l'intensité de décharge, il suffit de jouer sur la valeur de R_L.

W. Braun
Elektronik, Munich
n° 8, avril 1984
p. 56 à 57

Liste des composants

1 circuit intégré TL 7705
1 transistor T_1, BC 119, BC 440, BC 737, 2 N 2192, 2 N3506, 2 N 3053, BD 109, BD 136, BD 163, BD 507 ou similaire
1 transistor T_2, BC 108, BC 237, BC 238, BC 338, BC 548 ou similaire
1 résistance de 2 W (R_L), 12 Ω
5 résistances de 1/4 ou 1/8 de W ; R_1 = 220 Ω, R_2 = 47 kΩ, R_3 = 2,2 kΩ, R_4 = 47 kΩ, R_5 = 150 Ω
2 condensateurs électrolytiques, C_1 = 100 µF, C_t = 47 µF
1 condensateur à diélectrique plastique, C_2 = 100 nF
1 LED (type indifférent), un interrupteur double ou touche fugitive double, S_a-S_b.

